



Universidad  
Carlos III de Madrid

## ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

Dpto. de Tecnología Electrónica

Grupo de Sistemas de Electrónicos de Potencia (GSEP)

# “Diseño del lazo de control en modo tensión de un convertidor CC-CC comercial”

Proyecto Fin de Carrera

INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ELECTRÓNICA  
INDUSTRIAL

AUTOR: NADEEM NASHASHIBI CUETO

TUTORAS: CLARA MARINA SANZ GARCÍA

ISABEL QUESADA REDONDO

JULIO 2011



## Agradecimientos.....

A toda mi familia, Ragheb y Mariluz, mis padres, a Sharaf, mi hermano, a Noelia mi cuñada, y a Carmen... por el cariño, apoyo y confianza en todo este tiempo, en especial ese primer año de carrera que siempre es muy duro y creer siempre en que lo conseguiría.

A mis amigos de siempre, Sergio, Dani, Samu, Moi, Cobi, Irene, Lorena, Berta, Alberto, Alex, David... por estar ahí siempre preocupándose y ayudándome a desconectar.

A mis alicantinos Alfredo, Parre y Chori, por preguntar año tras año cuando acababa de estudiar para poder pasar más tiempo en la playa con ellos.

A mis universitarios, Meri, Hugo, Kike, Samu (tú repites), Carlitos, Chemita, Alvarito, Igor, Crispy... por hacerme esta etapa mucho más llevadera y por compartir todos esos momentos.

A mis mamis del SOPP, Teresa, Ana , Elena , Ester y Nani, por regalarme tantas risas y buen ambiente en el trabajo durante esos 2 años.

A Manolo, Sagrario y resto de familia por acogerme tan bien desde el principio y mostrarme ese cariño.

A Irene, por su cariño, por su apoyo, por prestarme siempre su ayuda, en definitiva, por compartir su vida conmigo.

Por último al Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia, en especial a mis tutoras a Isabel y Marina por enseñarme tantas cosas y tener tanta paciencia con mis numerosas preguntas y también a David por su dedicación y por alegrarse tanto como yo de que finalmente todo funcionase.

Sin vosotros esto no hubiese sido posible....



# INDICE DE CONTENIDOS

<b>1. INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>3</b>
1.1 Necesidad del control.....	4
1.2 Caracterización de la planta.....	5
1.2.1 Cálculo analítico .....	5
1.2.2 Medida de la respuesta en frecuencia .....	6
1.3 Objetivos y alcance del proyecto .....	7
<b>2. ANÁLISIS DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR .....</b>	<b>11</b>
2.1 Cálculo analítico de la función de transferencia .....	11
2.1.1 Modelo promediado.....	11
2.1.2 Cálculo del punto de trabajo.....	13
2.1.3 Linealizar y perturbar .....	14
2.1.4 Obtención de la función transferencia a partir del modelo en pequeña señal .....	15
2.2 Diseño del regulador .....	15
2.2.1 Selección del punto de trabajo más desfavorable para el diseño del control .....	16
<b>3. DISEÑO DEL PROTOTIPO .....</b>	<b>23</b>
3.1 Selección del convertidor y descripción del mismo .....	23
3.1.1 Patillaje del convertidor .....	24
3.1.2 Determinación del punto de trabajo más desfavorable.....	25
3.2 Diseño del control.....	29
3.2.1 Selección del regulador .....	29
3.2.2 Diseño del regulador para el peor punto de trabajo .....	30
3.2.3 Análisis de sensibilidad. Robustez del diseño .....	33
3.2.4 Implementación analógica del control .....	37
3.2.5 Consideraciones a tener en cuenta para su implementación experimental .....	43
3.3 Validación mediante simulación.....	45
3.3.1 Obtención de la respuesta en frecuencia mediante simulación.....	45
3.3.2 Diseño del lazo .....	47
<b>4. MEDIDAS EXPERIMENTALES.....</b>	<b>59</b>
4.1 Diseño del prototipo .....	59
4.1.1 Prototipo para el convertidor reductor .....	59
4.1.2 Prototipo para el control .....	62
4.2 Medidas experimentales .....	65
<b>5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....</b>	<b>73</b>
<b>6. ESTUDIO ECONÓMICO.....</b>	<b>77</b>
6.1 Coste de material .....	77
6.2 Costes de personal .....	78

6.3 Presupuesto final.....	78
<b>7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>81</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

FIGURA 1 DIAGRAMA DE BLOQUES GENERAL	3
FIGURA 2 CONVERTIDORES CC/CC	4
FIGURA 3 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL	4
FIGURA 4 MODULACIÓN POR ANCHO DE PULSO	5
FIGURA 5 EJEMPLO DE DIAGRAMA DE BODE	6
FIGURA 6 DIAGRAMA DE NYQUIST	6
FIGURA 7 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL: PLANTA	11
FIGURA 8 PLANTA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR	11
FIGURA 9 INTERRUPTOR MOSFET CERRADO, PERÍODO TON	12
FIGURA 10 CORRIENTE DEL MOSFET	12
FIGURA 11 TENSIÓN EN EL DIODO	12
FIGURA 12 MODELO PROMEDIADO	13
FIGURA 13 PUNTO DE TRABAJO	13
FIGURA 14 MODELO LINEALIZADO Y PERTURBADO EN PEQUEÑA SEÑAL	14
FIGURA 15 CIRCUITO EQUIVALENTE CON $V_E=0$	15
FIGURA 16 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL: REGULADOR	15
FIGURA 17 DIAGRAMA DE BODE EN MÓDULO Y FASE DE 2º ORDEN	17
FIGURA 18 ESTABILIDAD DE UN SISTEMA. MARGEN DE FASE Y GANANCIA	17
FIGURA 19 COMPARATIVA DE LOS 4 CASOS	18
FIGURA 20 ESQUEMA GENERAL Y PATILLAJE DEL CONVERTIDOR COMERCIAL ELEGIDO	24
FIGURA 21 MODO DE CONDUCCIÓN CONTINUO	25
FIGURA 22 MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO	25
FIGURA 23 ZONA FRONTERA( MCC-MCD)	26
FIGURA 24 REDUCTOR. INTERRUPTOR CERRADO	26
FIGURA 25 VGS, INTERRUPTOR CERRADO	26
FIGURA 26 REDUCTOR INTERRUPTOR ABIERTO	27
FIGURA 27 $V_{GS}$ . INTERRUPTOR ABIERTO	27
FIGURA 28 TENSIÓN EN LA BOBINA	27
FIGURA 29 CORRIENTE MÁXIMA Y MÍNIMA EN LA BOBINA	28
FIGURA 30 SELECCIÓN DEL REDUCTOR EN MODO TENSIÓN EN SMARTCTRL	30
FIGURA 31 INTRODUCCIÓN EN SMARTCTRL DE DATOS DE LA PLANTA	30
FIGURA 32 ELECCIÓN DEL SENSOR EN SMARTCTRL	31
FIGURA 33 ELECCIÓN DEL TIPO DE REGULADOR EN SMARTCTRL	31
FIGURA 34 MAPA DE SOLUCIONES DE SMARTCTRL	32
FIGURA 35 PANTALLA DE RESULTADOS DE SMARTCTRL	32
FIGURA 36 TEOREMA DE ESTABILIDAD DE NYQUIST	33
FIGURA 37 ICONO DE MODIFICACIÓN DE PARÁMETROS DE ENTRADA	33
FIGURA 38 PARÁMETROS DE LA PLANTA	34
FIGURA 39 ICONO PARA EXPORTAR REGULADOR A PSIM	35
FIGURA 40 ESQUEMÁTICO TRAS LA EXPORTACIÓN DESDE SMARTCTRL DEL LAZO DE CONTROL	35
FIGURA 41 PERTURBACIÓN EN LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN	35
FIGURA 42 PERTURBACIÓN EN LA CARGA	36
FIGURA 43 RESPUESTA TRANSITORIA A UN SALTO EN LA TENSIÓN DE ALIMENTACIÓN	36
FIGURA 44 COMPARACIÓN ENTRE LA RESPUESTA DE LA TENSIÓN DE SALIDA Y LA INTENSIDAD EN LA BOBINA, PARA UN SALTO EN LA CARGA	36
FIGURA 45 ESQUEMÁTICO PSIM, CON LAS DIFERENTES PARTES DEL LAZO	37
FIGURA 46 DIFERENTES PARTES DEL REGULADO	38

FIGURA 47 PATILLAJE DEL UC3842	38
FIGURA 48 BLOQUES INTERNOS DEL INTEGRADO UC3842	38
FIGURA 49 ESQUEMÁTICO DE GENERACIÓN Y ADAPTACIÓN DE LA RAMPA (SEÑAL DIENTE DE SIERRA)	39
FIGURA 50 ADAPTADOR DE RAMPA EN ORCAD PSPICE	40
FIGURA 51 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL: MODULADOR	41
FIGURA 52 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL CONTROL: SENSOR	41
FIGURA 53 SENSOR Y REGULADOR EN MODO Tensión PARA UC3842	42
FIGURA 54 ADAPTADOR DE NIVEL PARA LA SEÑAL DE ERROR	42
FIGURA 55 CAMBIO DE VALOR DE R11 DEL REGULADOR	43
FIGURA 56 CÁLCULO DEL DIVISOR RESISTIVO DE LA RAMPA	43
FIGURA 57 CURVA IC/VCE DEL TRANSISTOR	44
FIGURA 58 REALIZACIÓN DE UN BARRIDO EN FRECUENCIAS, PARA LA PLANTA ELEGIDA	45
FIGURA 59 RANGO DE FRECUENCIAS PARA EL BARRIDO	46
FIGURA 60 DIAGRAMA DE BODE DE LA PLANTA SELECCIONADA	46
FIGURA 61 EXPORTAR ESQUEMÁTICO A SMARTCTRL	47
FIGURA 62 MAPA DE SOLUCIONES DEL REGULADOR TIPO 3.	47
FIGURA 63 DIAGRAMAS OBTENIDOS CON EL REGULADOR TIPO 3	48
FIGURA 64 ESQUEMÁTICO COMPLETO DEL LAZO 1(REGULADOR TIPO 3)	49
FIGURA 65 SEÑAL DE DIENTE DE SIERRA ORIGINAL Y ADAPTADA(LAZO 1)	49
FIGURA 66 GENERACIÓN DE LOS PULSOS(LAZO 1)	50
FIGURA 67 SALTO EN LA Tensión DE ENTRADA. COLOCACIÓN DE FUENTE EN SERIE DE 1 V.	50
FIGURA 68 RESPUESTA TRANSITORIA ANTE UN SALTO EN LA Tensión DE ENTRADA.(LAZO1)	50
FIGURA 69 CIRCUITERÍA ADICIONAL PARA REALIZAR EL SALTO EN LA CARGA	51
FIGURA 70 RESPUESTA TRANSITORIA A UN SALTO EN LA CARGA. (LAZO1)	51
FIGURA 71 MAPA DE SOLUCIONES PARA EL REGULADOR PI.	52
FIGURA 72 RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL LAZO CON CONVERTIDOR PI.	52
FIGURA 73 ESQUEMÁTICO COMPLETO DEL LAZO 2 (REGULADOR PI)	53
FIGURA 74 SEÑALES DIENTE DE SIERRA DEL LAZO 2	53
FIGURA 75 GENERACIÓN DE PULSOS LAZO 2	54
FIGURA 76 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 2, ANTE UN SALTO EN LA Tensión DE ALIMENTACIÓN	54
FIGURA 77 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 2 ANTE UN SALTO EN LA CARGA	54
FIGURA 78 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 2 A UN SALTO EN LA CARGA (IMAGEN AMPLIADA)	55
FIGURA 79 ESQUEMÁTICO PARA EL PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR	59
FIGURA 80 HUELLA CREADA CON LAYOUT PLUS PARA EL CONVERTIDOR	60
FIGURA 81 RUTADO DEL PROTOTIPO DEL CONVERTIDOR	61
FIGURA 82 PROTOTIPO FABRICADO CON CONEXIADO Y COMPONENTES	61
FIGURA 83 PLACA DE CARGA	62
FIGURA 84 ESQUEMÁTICO PARA EL PROTOTIPO DE LA ETAPA DE CONTROL	62
FIGURA 85 RUTADO DEL PROTOTIPO DEL CONTROL	63
FIGURA 86 PROTOTIPO FÍSICO DE LA PLACA DE CONTROL	64
FIGURA 87 MONTAJE DEL SISTEMA COMPLETO. FLUJO DE ENERGÍA	64
FIGURA 88 GENERACIÓN EXPERIMENTAL DE LA SEÑAL DIENTE DE SIERRA	65
FIGURA 89 SEÑAL EXPERIMENTAL DE DIENTE DE SIERRA ADAPTADA	66
FIGURA 90 GENERACIÓN EXPERIMENTAL DE PULSOS	66
FIGURA 91 EXPLICACIÓN DETALLADA DEL SALTO DE CARGA EXPERIMENTAL	67
FIGURA 92 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 1 ANTE UN SALTO EN LA CARGA	67
FIGURA 93 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 1 ANTE UN SALTO EN LA CARGA( CENTRADA EN LA PERTURBACIÓN)	68
FIGURA 94 SEÑAL DIENTE DE SIERRA GENERADA Y ADAPTADA EXPERIMENTALMENTE (LAZO2)	68
FIGURA 95 PULSOS GENERADOS EXPERIMENTALMENTE EN EL LAZO 2	69



FIGURA 96 RESPUESTA TRANSITORIA EXPERIMENTAL ANTE UN ESCALÓN DE CARGA (LAZO 2)	69
FIGURA 97 RESPUESTA TRANSITORIA DEL LAZO 2 ANTE UN SALTO EN LA CARGA( CENTRADA EN LA PERTURBACIÓN)	70



## ÍNDICE DE TABLAS

TABLA 1 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR PTD08A010W .....	23
TABLA 2 DESCRIPCIÓN DEL PATILLAJE DEL CONVERTIDOR .....	24
TABLA 3 DEFINICIÓN DE LOS TERMINALES DEL INTEGRADO UC3842.....	39
TABLA 4 COSTES DE MATERIAL DEL PROYECTO .....	77
TABLA 5 COSTES DE PERSONAL DEL PROYECTO .....	78
TABLA 6 PRESUPUESTO FINAL.....	78



## CAPÍTULO 1

---

# INTRODUCCIÓN



# 1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CC/CC son los encargados de adecuar una señal continua proveniente de una fuente de energía a las especificaciones exigidas por la carga. Normalmente la entrada de estos convertidores es una fuente de tensión continua no regulada, que bien puede ser baterías, pilas de combustible, paneles solares, generadores eólicos o una tensión alterna rectificada, véase Figura 1. Las aplicaciones son muy diversas, desde alimentación de tarjetas para microprocesadores, hasta buses de alimentación para sistemas de telecomunicaciones.

En la industria del automóvil, tienen también un papel importante, ya que sirven de alimentación para los actuales modelos, híbridos y eléctricos.[1]

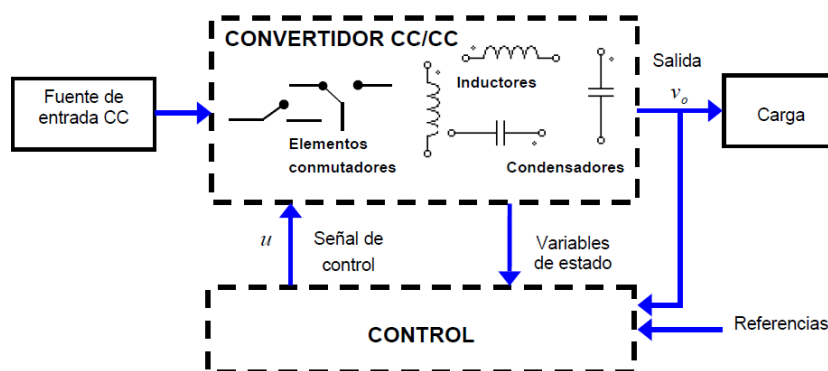
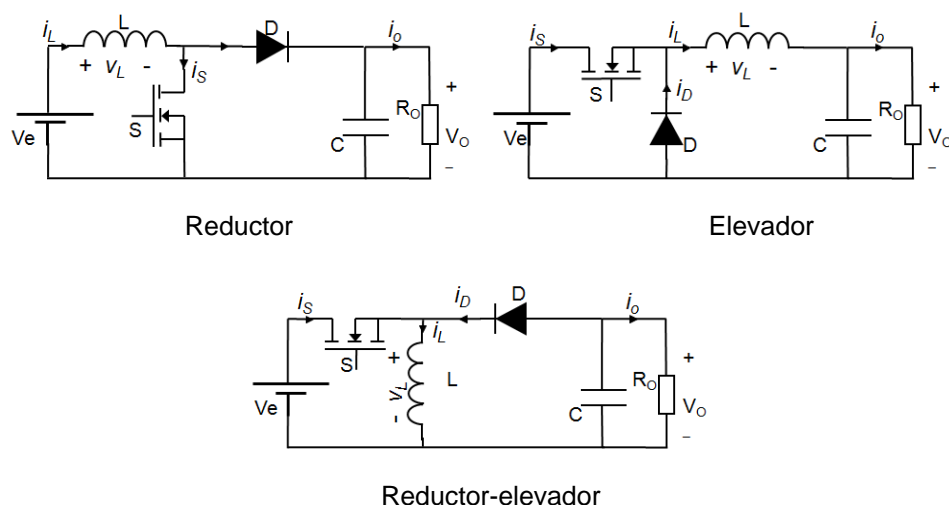


Figura 1 Diagrama de bloques general

Se conocen varios tipos de convertidores CC/CC, entre los cuales se destacan 5 topologías básicas (véase Figura 2), que se dividen en dos grupos:

- **Sin aislamiento:** Reductor (BUCK), Elevador (BOOST) y reductor-elevador (BUCK-BOOST)
- **Con aislamiento:** Flyback y Forward



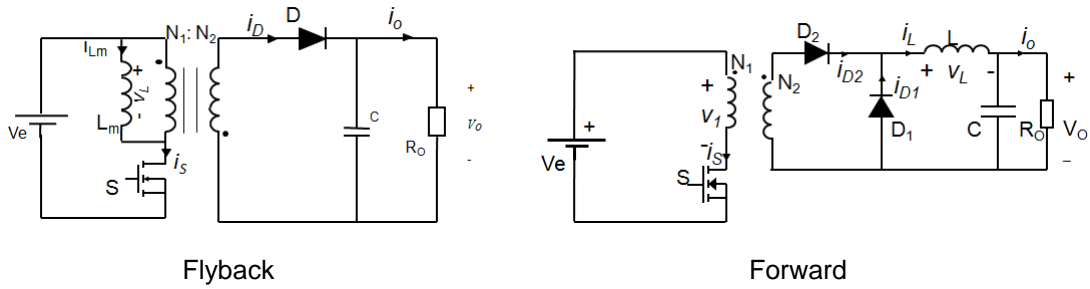


Figura 2 Convertidores CC/CC

## 1.1 Necesidad del control

Como se puede observar en el diagrama de bloques de la Figura 1, los convertidores CC/CC van provistos de control con el fin de asegurar que se van a cumplir en todo momento las especificaciones requeridas, es decir, que van a ser estables ante cualquier tipo de perturbación.

El diagrama de bloques de la Figura 3, representa el esquema de control en lazo cerrado.

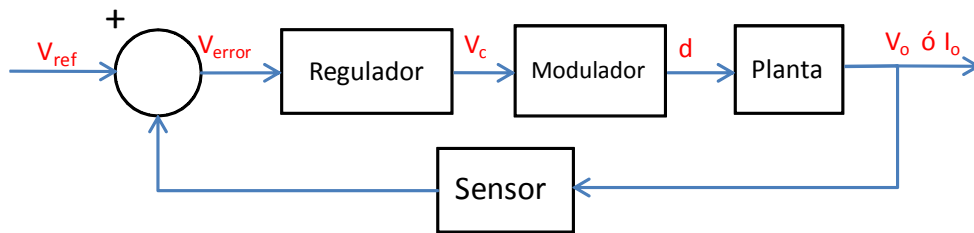


Figura 3 Diagrama de bloques del control

Es necesario garantizar la estabilidad del convertidor en todo rango de funcionamiento del mismo. La variable a controlar puede ser tanto la tensión de salida como la corriente de la bobina o del diodo. Para realizar el control se implementa un circuito capaz de ajustar de forma automática el tiempo que permanece encendido el interruptor controlado del convertidor. Donde la magnitud a controlar medida por el sensor es comparada con la tensión de referencia y a partir de la comparación de ambas, el regulador y el modulador generan el ciclo de trabajo adecuado para mantener la tensión de salida igual a la tensión de referencia, ante las perturbaciones que pueda sufrir el convertidor.

Para conseguir este ajuste automático, se realiza la modulación por ancho de pulso, o en inglés Pulse-Width Modulation (PWM), que se define como la relación entre el tiempo que el interruptor está cerrado ( $T_{on}$ ) y el período completo de conmutación ( $T$ ), tal como se muestra en las expresiones (1) y (2) y en la Figura 4.[2]

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (1)$$

$$f = \frac{1}{T} \quad (2)$$



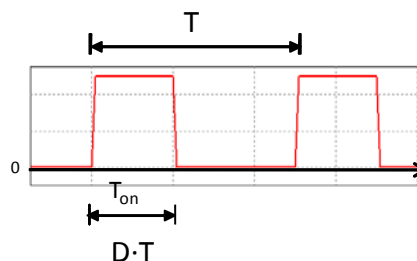


Figura 4 Modulación por ancho de pulso

Por otro lado, el regulador permite añadir al sistema un conjunto de polos y ceros que garanticen la estabilidad del conjunto en lazo cerrado. Por ello, para realizar un correcto diseño del regulador es necesario conocer la respuesta en frecuencia de la planta.

Más adelante se profundizará, en el diseño e implementación de este control.

## 1.2 Caracterización de la planta

La caracterización de la planta es fundamental para el correcto diseño del regulador. El procedimiento de caracterización se puede realizar de forma analítica o mediante la medida, experimental o simulada, de la respuesta en frecuencia del convertidor.

### 1.2.1 Cálculo analítico

El problema de este tipo de convertidores es su no linealidad, debido a que al estar formado por interruptores que se abren y se cierran siempre tiene al menos dos estados distintos de funcionamiento. Las técnicas de cálculo de regulación y estabilidad son métodos desarrollados para sistemas lineales, por tanto, es necesario realizar un modelo lineal invariante en el tiempo de la etapa de potencia.

Para ello es necesario seguir 3 pasos fundamentales:

- Obtención del **modelo promediado**, realizando la sustitución de los interruptores por fuentes de tensión o corriente que respeten el funcionamiento del circuito, pero con valores medios, obteniéndose así un modelo del convertidor invariante en el tiempo, en el cual, todas las magnitudes son promediadas y se desprecia la información relativa a la conmutación. Sin embargo el modelo promediado obtenido, continúa siendo un modelo NO LINEAL.
- Obtención del **modelo lineal** necesario para aplicar las técnicas clásicas de estabilidad y control. Para ello se debe seleccionar un punto de trabajo, el cual, debe estar incluido dentro del rango de operación del convertidor. Una vez elegido el punto de trabajo se debe linealizar y perturbar el modelo promediado ya obtenido, en torno a éste.
- Una vez obtenido el modelo lineal, se procede a calcular la **función de transferencia** y a partir de ésta la respuesta en frecuencia.

Este procedimiento es tedioso, y puede llegar a ser muy complejo en función de la topología del convertidor. En estos casos resulta interesante poder caracterizar la planta mediante la medida de la respuesta en frecuencia.

### 1.2.2 Medida de la respuesta en frecuencia

La respuesta en frecuencia representa el comportamiento de un determinado sistema para cada frecuencia en régimen permanente. Para determinarla, se introducen perturbaciones sinusoidales de una determinada frecuencia y se mide la salida obtenida a esa frecuencia tanto en módulo como en fase. La representación de dicha respuesta en frecuencia se puede realizar mediante:

- **Diagrama de Bode:** Esta representación a su vez se divide en dos graficas, por un lado se representa, el módulo de la función de transferencia, es decir, la ganancia en decibelios, en función de la frecuencia y por otro lado representa el desfase de la señal de salida, frente a la de entrada de un sistema. Ambas gráficas representadas en escala logarítmica, tal como se muestra en la Figura 5 [3].

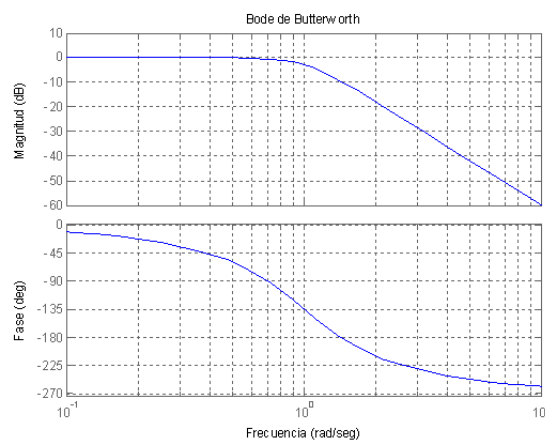


Figura 5 Ejemplo de Diagrama de Bode

- **Diagrama de Nyquist:** En este diagrama se relaciona el módulo y la fase del sistema mediante un diagrama polar. Mediante Nyquist se puede determinar la estabilidad del lazo cerrado sin necesidad de conocer su expresión matemática, simplemente es necesario conocer su comportamiento en lazo abierto. Además puede servir de complemento al diagrama de Bode, ver Figura 6 [4]

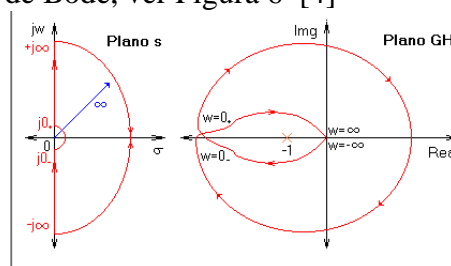


Figura 6 Diagrama de Nyquist

Esta respuesta en frecuencia se puede obtener de distintas formas:

- A partir de la función de transferencia analítica, cuya obtención ya se ha explicado en el apartado 1.2.1.
- A partir del convertidor de forma directa:
  - a) Mediante la medida sobre el propio convertidor, por medio de un analizador de impedancias.

- b) Mediante la simulación, por ejemplo, mediante los programas PSIM u ORCAD. En estas simulaciones se deben incluir los elementos parásitos del convertidor si se quiere obtener una respuesta en frecuencia lo más real posible.

El procedimiento de caracterización de la planta mediante la medida de la respuesta en frecuencia tiene varias ventajas sobre el cálculo analítico de la misma, ya que es más rápido y sencillo, para el caso de convertidores complejos y además es muy útil, para sistemas comerciales, de los cuales se desconoce los valores exactos de los componentes con los que se ha implementado la topología seleccionada.

### **1.3 Objetivos y alcance del proyecto**

La finalidad de este proyecto es la comprensión de la metodología de diseño de un convertidor de tensión continua-continua sencillo, centrado en el análisis del reductor. Para ello en el capítulo 3 se lleva a cabo el análisis del procedimiento de diseño para el convertidor reductor:

- 1- Se determina de forma analítica la función de transferencia. Para ello, primero se debe obtener, el modelo promediado del reductor, para posteriormente linealizarlo y perturbarlo.
- 2- Una vez obtenida la función de transferencia, se procede al diseño del regulador mediante la herramienta de diseño profesional SmartCtrl. Se analiza el punto de trabajo más desfavorable en términos de estabilidad, observando la respuesta en frecuencia de este, a través de sus diagramas de bode en modulo y fase, tanto de la planta como del lazo abierto, con objeto de garantizar la estabilidad del convertidor en todo el rango de operación del mismo.
- 3- Una vez comprendida esta metodología, en el capítulo 4, se ha seleccionado un convertidor comercial que permite el control del mismo de forma externa, posteriormente se ha aplicado la metodología para la obtención del punto más desfavorable, seleccionando el regulador más adecuado para este caso concreto, comprobando su robustez mediante un análisis de sensibilidad.
- 4- A continuación se ha diseñado el control de este convertidor comercial, y se ha comprobado su validez mediante la simulación de dos diferentes lazos. Para ello se han introducido perturbaciones en su tensión de alimentación y en su carga, comprobando las diferencias existentes entre ambos en su respuesta transitoria.
- 5- Finalmente se ha implementado, tanto el convertidor comercial, como su control, para posteriormente realizar diferentes medidas experimentales, con los dos lazos diferentes anteriormente simulados mediante la herramienta PSIM .[5]



## CAPÍTULO 2

---

# **ANÁLISIS DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR**



## 2. ANÁLISIS DE UN CONVERTIDOR REDUCTOR

Tras la introducción realizada en el apartado anterior, de los convertidores CC/CC, en este apartado se van a llevar cabo todo lo descrito anteriormente sobre un tipo de convertidor CC/CC, el reductor. Se realizará sobre él, la determinación analítica de la función de transferencia, para a continuación obtener la respuesta en frecuencia a partir de ésta. El análisis se va a centrar únicamente sobre unos de los modos de conducción de convertidor, el modo continuo, y el parámetro a controlar va a ser la tensión de salida.

### 2.1 Cálculo analítico de la función de transferencia

A lo largo de todo el documento se van analizar uno a uno todos los bloques, del esquema de bloques del convertidor controlado. Se debe comenzar por la planta, para a continuación poder analizar el resto de partes del mismo. La situación de la planta dentro del esquema, puede ser observada en Figura 7.

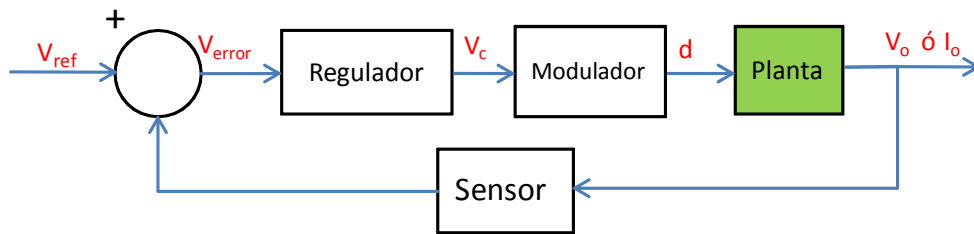


Figura 7 Diagrama de bloques del control: Planta

Para determinar analíticamente esta función de transferencia es necesario realizar como ya se adelantó en el capítulo de introducción una serie de pasos:

#### 2.1.1 Modelo promediado

Como ya se citó anteriormente, todos los convertidores CC/CC tienen un comportamiento no lineal, y por tanto, varían en el tiempo como consecuencia de la acción de conmutación entre un estado y otro.

Lo que se busca es eliminar esa no linealidad, trabajando con los valores medios de las señales y no con sus variaciones.[6]

Por tanto, partiendo del circuito mostrado en la Figura 8 se va a obtener el modelo promediado del mismo.

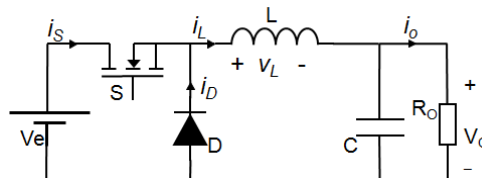


Figura 8 Planta del convertidor reductor

Primero se debe sustituir los interruptores (los elementos que conmutan), por fuentes de tensión y corriente que simulen su comportamiento en valor medio, eliminando así la información de

conmutación. Se puede comenzar, sustituyendo el Mosfet, por una fuente equivalente. Para ello aplicando la ley de Kirchoff, se obtiene la expresión (3):

$$\bar{i}_s = \bar{i}_L - \bar{i}_D \quad (3)$$

Durante el tramo en que el interruptor Mosfet está cerrado y el diodo abierto (Ton) se obtiene el siguiente circuito equivalente representado en la Figura 9

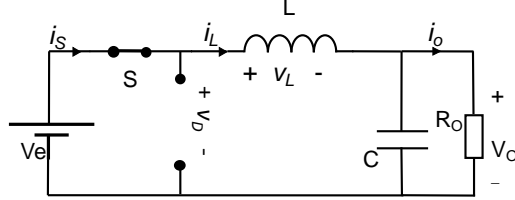


Figura 9 Interruptor Mosfet cerrado, período Ton

Analizando el circuito se observa que  $i_s \neq 0$  durante el período Ton, que por consiguiente el diodo está abierto, con lo que la  $i_D = 0$ , obteniéndose así, la ecuación (4), representada en la Figura 10.

$$\bar{i}_s = \frac{1}{T} \cdot \int \bar{i}_s \cdot dt = D \cdot \bar{i}_L \quad (4)$$

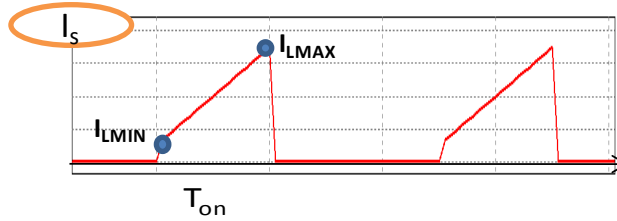


Figura 10 Corriente del Mosfet

Por tanto de esta primera parte, se obtiene la primera fuente dependiente, en este caso de corriente, la cual es igual a  $\bar{i}_L \cdot D$ .

Una vez obtenida la fuente para sustituir al Mosfet, se va a sustituir el diodo por su equivalente. Para ello observando el mismo circuito de la Figura 9 se obtiene la expresión (5):

$$V_D = \frac{1}{T} \cdot \int V_D \cdot dt = D \cdot V_e \quad (5)$$

Este parámetro se puede ver reflejado en la Figura 11

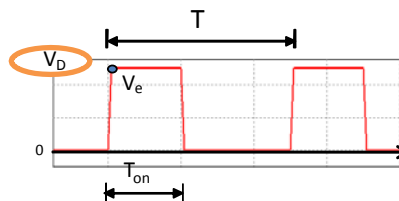


Figura 11 Tensión en el diodo



Una vez obtenidas ambas fuentes, ya se obtiene de forma automática el circuito promediado buscado, el cual puede ser observado en la Figura 12.

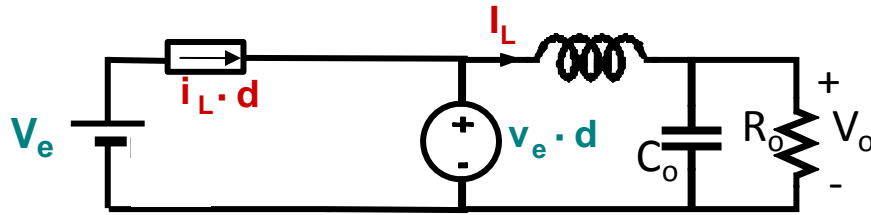


Figura 12 Modelo promediado

### 2.1.2 Cálculo del punto de trabajo

A continuación se debe elegir un punto de trabajo Q y linealizar en torno a este punto. Será en este en el que será válida la linealización realizada, puede que en otro, ya no sea correcta. Este hecho queda lustrado en la Figura 13.



Figura 13 Punto de trabajo

Como se puede observar, la linealización es concreta para ese punto marcado (justo en el punto tangencial), si el análisis se realiza lejos de éste es posible que no sirva la linealización realizada.

Por ello, antes de poder linealizar, se debe calcular el punto de trabajo a partir del modelo promediado de la Figura 12. Partiendo de  $V_o$ , el punto de trabajo queda caracterizado con los siguientes parámetros expresados en las ecuaciones (6),(7) y (8) :

$$\text{Corriente en la bobina } I_L = \frac{V_o}{R_o} \quad (6)$$

$$\text{Ciclo de trabajo } d = \frac{V_o}{V_e} \quad (7)$$

$$\text{Tensión de entrada } V_e = I_L \cdot d \cdot R_o \quad (8)$$

### 2.1.3 Linealizar y perturbar

Ya obtenido este punto de trabajo, ahora se va a proceder a linealizar y perturbar las ecuaciones que controlan el funcionamiento de los 2 interruptores.

Esta linealización se obtiene realizando la derivada parcial en torno al punto de trabajo tanto de la corriente del mosfet, como de la tensión del diodo mediante las expresiones (9) y (10)

$$\hat{i}_{mosfet} = \left. \frac{\partial i_{mosfet}}{\partial d} \right|_{i_L=i_{LQ}} \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial i_{mosfet}}{\partial i_L} \right|_{d=d_Q} \cdot \hat{i}_L \quad (9)$$

$$\hat{v}_{diodo} = \left. \frac{\partial v_{diodo}}{\partial d} \right|_{v_e=v_{eQ}} \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial v_{diodo}}{\partial v_e} \right|_{d=d_Q} \cdot \hat{v}_e \quad (10)$$

Una vez linealizadas las ecuaciones se deben perturbar, imponiendo a todas las variables un valor de continua más un pequeño rizado.

$$V_e(t) = V_e + \hat{v}_e$$

$$I_L(t) = I_L + \hat{i}_L$$

$$D(t) = D + \hat{d}$$

Introduciendo esta variación, se modifica el valor de las fuentes obtenido anteriormente, pasando a ser estas las expresiones (11) y (12)

$$i_L \cdot d = (I_L + \hat{i}_L) \cdot (D + \hat{d}) = (I_L \cdot D) + (I_L \cdot \hat{d}) + (\hat{i}_L \cdot D) + (\hat{i}_L \cdot \hat{d}) \quad (11)$$

$$v_e \cdot d = (V_e + \hat{v}_e) \cdot (D + \hat{d}) = (V_e \cdot D) + (V_e \cdot \hat{d}) + (\hat{v}_e \cdot D) + (\hat{v}_e \cdot \hat{d}) \quad (12)$$

La multiplicación de las perturbaciones entre sí, es muy pequeña y se puede despreciar, respecto al resto de términos.

Los términos sin perturbar, representan la parte estática, ya que no se producen variaciones y se obtiene con ellos el mismo circuito ya mostrado en la Figura 12.

Finalmente se obtiene el modelo linealizado y perturbado en pequeña señal, como el mostrado en la Figura 14

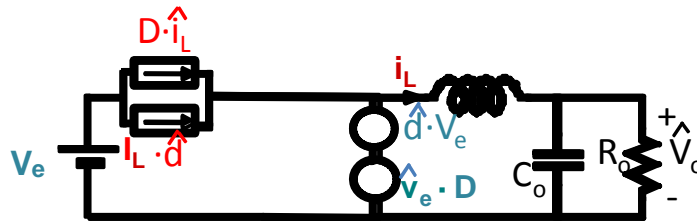


Figura 14 Modelo linealizado y perturbado en pequeña señal

### 2.1.4 Obtención de la función transferencia a partir del modelo en pequeña señal

Si suponemos,  $\hat{v}_e = 0$  obtenemos el siguiente circuito equivalente mostrado en la Figura 15.

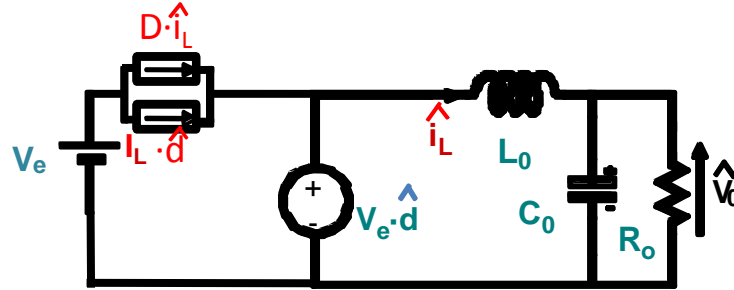


Figura 15 Circuito equivalente con  $V_e=0$

Resolviendo el circuito se obtiene la ecuación (13):

$$\hat{V}_o = V_e \cdot \hat{d} \cdot \frac{\frac{R}{1+RCs}}{Ls + \frac{R}{RCs}} \quad (13)$$

Por tanto la función de transferencia que relaciona la tensión de salida y el ciclo de trabajo queda expresado en la ecuación (14):

$$G_d(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = V_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2} \quad (14)$$

## 2.2 Diseño del regulador

El siguiente bloque a analizar dentro del sistema general, es el regulador. Véase Figura 16

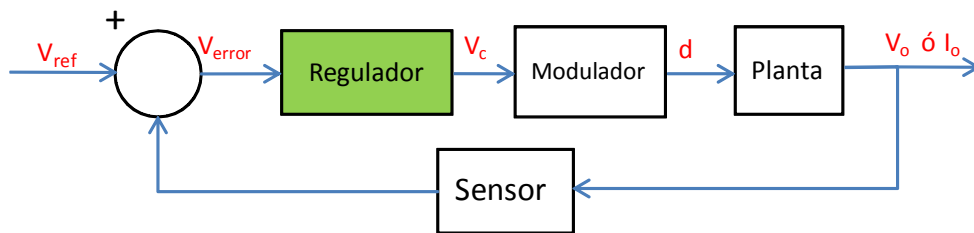


Figura 16 Diagrama de bloques del control: Regulador

El diseño del regulador, es una parte que puede resultar compleja, por ello existen herramientas creadas con el fin de hacer este proceso mucho más sencillo, como SmartCtrl. Esta herramienta permite diseñar el control de forma rápida y eficiente a partir de convertidores cuya función de transferencia se encuentra ya pre-programada o a partir de la respuesta en frecuencia, medida ya sea de forma experimental o en simulación. Además SmartCtrl permite analizar la robustez del

diseño mediante análisis de sensibilidad y de la respuesta transitoria antes escalones en la tensión de alimentación ( $V_e$ ) y en la carga ( $I_o$ ).

En este proyecto se va a utilizar para diseñar el lazo de control del convertidor reductor considerado.

### 2.2.1 Selección del punto de trabajo más desfavorable para el diseño del control

Dado que se debe garantizar la estabilidad del conjunto en lazo cerrado, para cualquier punto de trabajo, dentro del rango de operación, es imprescindible determinar el peor punto de trabajo, en cuanto a estabilidad y calcular el regulador en dicho punto.

Para ello se parte de la función de transferencia obtenida en (14):

$$G_d(s) = \frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = V_e \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2} \quad (14)$$

Como se puede observar debido a los términos de 2º grado en su denominador (polos), es una función de segundo orden, la cual queda definida de forma normalizada en la ecuación (15):[7]

$$G_v(s) = G_d = \frac{1}{1 + \frac{s}{Q_o \cdot \omega} + \left(\frac{s}{\omega}\right)^2} \quad (15)$$

Sacando la equivalencia entre los términos de las funciones de transferencia, se obtiene (16),(17) y (18):

$$\text{Ganancia} \quad G_d = \frac{V_o}{d} \quad (16)$$

$$\text{Frecuencia de oscilación} \quad f = \frac{\omega}{2 \cdot \pi} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (17)$$

$$\text{Factor de calidad} \quad Q_o = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (18)$$

Siendo el bode de un sistema de 2º orden el representado en la Figura 17, en el cual se muestran los parámetro deducidos en las ecuaciones (16),(17) y (18):

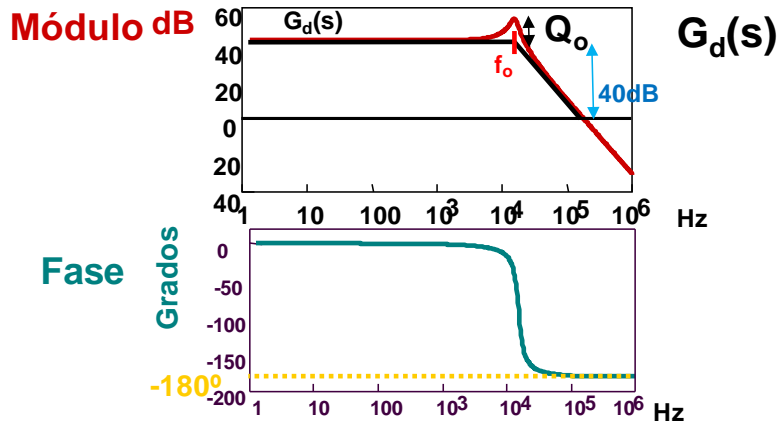


Figura 17 Diagrama de bode en módulo y fase de 2ºorden

Considerando la variación de las principales magnitudes del sistema para una frecuencia de conmutación dada. Se va a analizar la influencia de las mismas sobre el diagrama de Bode, de la planta y del lazo de abierto del sistema, con el objetivo de determinar el punto de trabajo más desfavorable en cuanto a la estabilidad.

Este diagrama será generado por la propia herramienta SmartCtrl, y en él se podrá determinar la estabilidad en función del Margen de Fase, el cual indica el número de grados de margen, que el sistema tiene antes de pasar a ser inestable y del Margen de Ganancia el cual indica en cuanto se puede aumentar nuestra ganancia antes de que el sistema se haga inestable.

En general, se considera necesario un margen de ganancia superior a 6dB y un margen de fase mínimo de 30°, aunque para asegurarse siempre es mejor tener algo más de margen en ambos.

El criterio para saber si el sistema es estable o inestable en función de estos márgenes, puede observarse en la Figura 18.

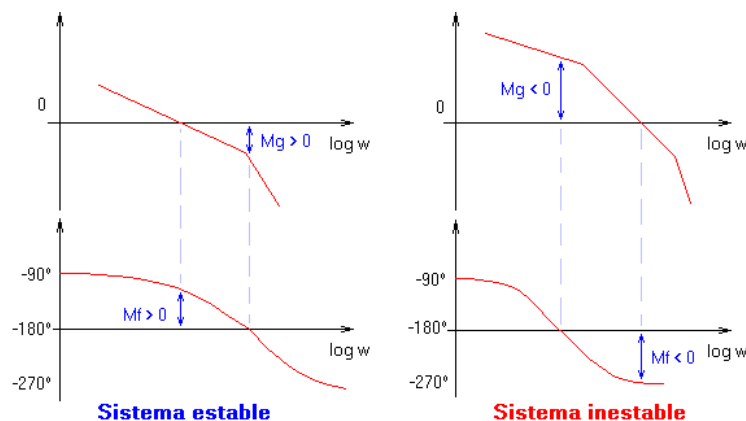
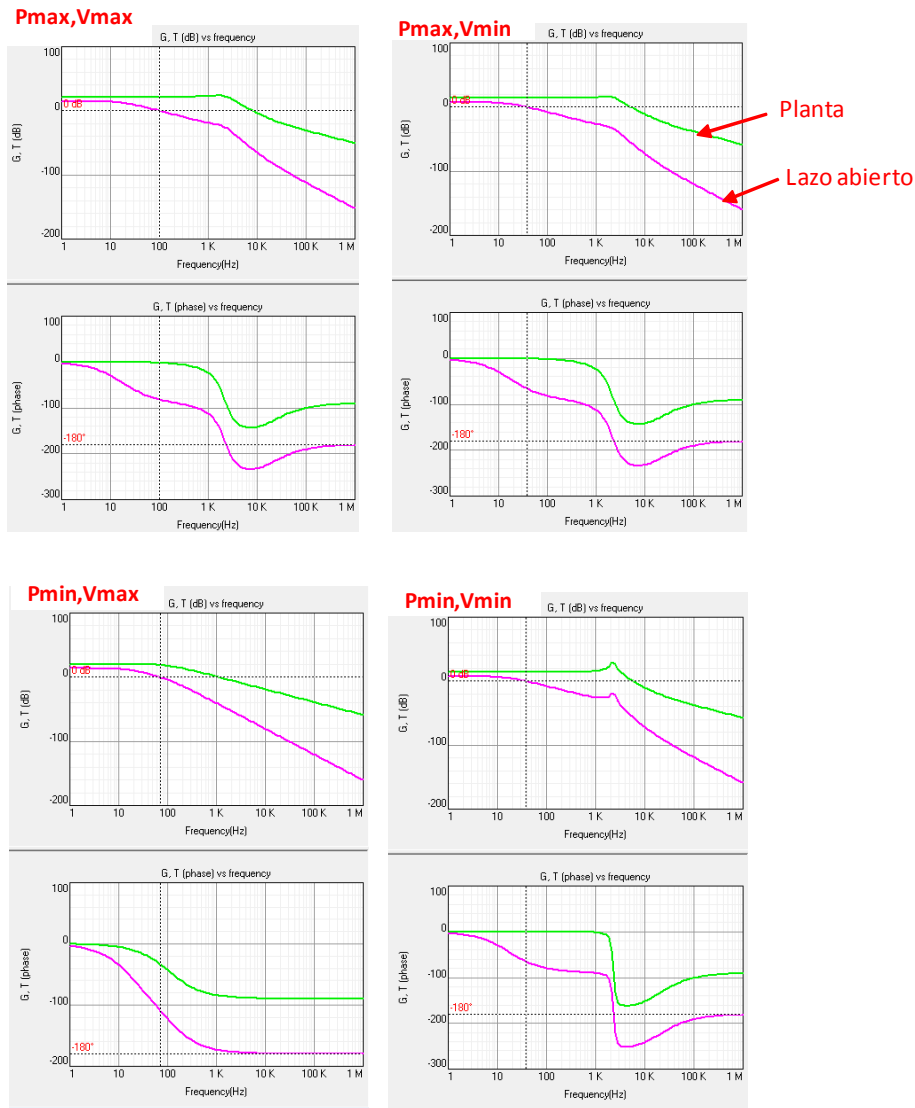


Figura 18 Estabilidad de un sistema. Margen de fase y ganancia

Para la explicación de esta metodología, el análisis se va a centrar en la variación de la tensión de entrada ( $V_e$ ) y de la potencia a la salida ( $P_o$ ). Se analizarán únicamente los casos extremos para poder ver hacia donde tiende la estabilidad en función de la variación de los mismos. Por tanto se estudiarán cuatro casos:

- 1)  $P_{\max}$ ,  $V_{\max}$
- 2)  $P_{\max}$ ,  $V_{\min}$
- 3)  $P_{\min}$ ,  $V_{\max}$
- 4)  $P_{\min}$ ,  $V_{\min}$

Para ello se debe abrir la herramienta SmartCrt, elegir convertidor reductor controlado por tensión, elegir la planta (para demostrarlo se dejará la que viene por defecto), elegir el sensor, y tipo de regulador, en este caso, para la explicación se realizará con un polo simple, aunque se podría realizar con cualquier otro tipo. Ver comparativa en la Figura 19.



### Leyenda

**Verde:** respuesta en frecuencia planta

**Rosa:** respuesta en frecuencia en lazo abierto

Figura 19 Comparativa de los 4 casos

Al realizar la comparativa con este tipo de regulador, el ancho de banda es muy pequeño, ya que solo posee un polo en el origen y para conseguir un margen de fase suficiente, hay que moverse

en frecuencias de cruce bajas, de cientos de Hz. El regulador debe mantenerse igual para todos los casos, ya que de esta forma se podrá observar cómo afectan las variaciones que se producen en la planta sobre la estabilidad del conjunto. Se puede observar que el lazo abierto corta a 0dB en una frecuencia distinta en cada caso debido a la variación de la planta.

- **Comparativa entre ( $P_{\max}$ ,  $V_{\max}$ ) y ( $P_{\max}$ ,  $V_{\min}$ ):** Solo varía la tensión de entrada ( $V_e$ ), mientras que la potencia de salida ( $P_o$ ) es constante.
  - La ganancia de ambos es distinta, ya que  $D = \frac{V_o}{V_e}$  al ser  $V_{p\max, v\max} > V_{p\max, v\min}$ , entonces  $D_{p\max, v\max} < D_{p\max, v\min}$  y por tanto atendiendo a la ganancia  $GD_{p\max, v\max} > GD_{p\max, v\min}$
  - El tener menor ganancia, provoca que en el segundo caso, el lazo abierto, corte antes a la línea de 0dB, y por tanto ofrezca un mayor Margen de fase.
  - La frecuencia de oscilación de la planta, no dependen de la  $V_e$ , por tanto es igual en ambos casos.
  - En el factor de calidad (Q) tampoco existe variación ya que  $R_o = \frac{V_o^2}{P_o}$  y  $Q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$  por tanto son iguales en ambos casos.
  - En cuanto al margen de ganancia al no cortar la línea de -180°, se considera infinito.

Por lo tanto, de los dos casos, el peor en cuanto a estabilidad es el primero, por tener mayor ganancia, y por lo tanto, menor margen de fase.

- **Comparativa entre ( $P_{\max}$ ,  $V_{\max}$ ) y ( $P_{\min}$ ,  $V_{\max}$ ):** Solo varía la potencia de salida ( $P_o$ ), mientras que la tensión de entrada ( $V_e$ ) es constante.
  - La ganancia de ambos es la misma, ya que  $D = \frac{V_o}{V_e}$  al ser  $V_{p\max, v\max} = V_{p\min, v\max}$ , entonces  $D_{p\max, v\max} = D_{p\min, v\max}$  y por tanto atendiendo a la ganancia  $GD1 = GD2$
  - La frecuencia, no dependen de la potencia ( $P_o$ ), por tanto es igual en ambos casos.
  - En el factor de calidad (Q) si existe variación ya que  $R_o = \frac{V_o^2}{P_o}$  y  $Q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$  por lo tanto, como la P disminuye la R aumentará, y entonces  $Q_{p\min, v\max} > Q_{p\max, v\max}$
  - Se puede comprobar que el diagrama de bode, pasa a ser de primer orden, e indica que se ha pasado de estar en Modo de conducción continuo, a estar en Modo de conducción discontinuo, por ello no se ve reflejado en el diagrama el hecho de que  $Q_{p\min, v\max} > Q_{p\max, v\max}$ . Esto se traduce en un incremento de margen de fase, de 90°, por tanto este caso de  $P_{\min}, V_{\max}$ , siempre tendrá más Margen de Fase que el caso  $P_{\max}, V_{\max}$ , ya que el sistema pasa a tener una variable de estado menos y siempre tenderá a ser más estable, para un regulador dado.

El peor caso de los tres analizados hasta ahora sigue siendo  $P_{\max}, V_{\max}$  por tanto, finalmente se comparará este primer caso, con el cuarto, antes de extraer las conclusiones definitivas.

- **Comparativa entre ( $P_{\max}$ ,  $V_{\max}$ ) y ( $P_{\min}$ ,  $V_{\min}$ ):** En este caso varían tanto la potencia de salida ( $P_o$ ) como la tensión de entrada ( $V_e$ ).

- La ganancia de ambos es distinta, ya que  $D = \frac{V_o}{V_e}$ , al ser  $V_{pmax,vmax} > V_{pmin,vmin}$ , entonces  $D_{pmax,vmax} < D_{pmin,vmin}$  y por tanto atendiendo a la ganancia  $GD_{pmax,vmax} > GD_{pmin,vmin}$
  - La frecuencia, no dependen de la P ni de la Ve, por tanto es igual en ambos casos.
  - En el factor de calidad (Q) también existe variación ya que  $R_o = \frac{V_o^2}{P_o}$  y
- $$Q = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{por lo tanto, como la P disminuye la R aumentará, y entonces}$$
- $$Q_{pmin,vmin} > Q_{pmax,vmax}$$

Por lo tanto, para garantizar la estabilidad en todo el rango de funcionamiento, el regulador debe ser diseñado, en una tensión de entrada máxima, y una potencia mínima dentro del modo de conducción continuo, ya que esta será la peor planta posible en términos de estabilidad.



## CAPÍTULO 3

---

# DISEÑO DEL PROTOTIPO



### 3. DISEÑO DEL PROTOTIPO

En primer lugar se ha realizado una búsqueda entre distintos fabricantes de este distintos tipos de convertidores CC/CC, los cuales no debían estar controlados de fábrica, pero tenían que poder ser controlados externamente mediante la implementación de distintos circuitos de control.

#### 3.1 Selección del convertidor y descripción del mismo

Tras realizar la búsqueda en Tacopower, Dev-electronic, International-Coil, Murata y Texas instruments, los únicos que encajaban con los requisitos del proyecto, eran los de este último fabricante ya que aunque fueran todos convertidores reductores, su control se podría realizar de forma sencilla a través de la patilla PWM.

Dentro de este fabricante, los modelos son de la familia PTD, los cuales se diferencian entre sí, únicamente por el rango de su intensidad de salida, ya que los rangos de la tensión de entrada y de salida son los mismos para todos. Finalmente se eligió, un modelo intermedio, el cual puede dar hasta 10A a la salida.

El elegido por tanto, fue el PTD08A010W

A continuación en la Tabla 1 se resumen algunas de sus características y componentes principales:

**Tabla 1 Características del convertidor reductor PTD08A010W**

<b><math>V_e</math></b>	4.75-14 V	<b>C interno</b>	47uF
<b><math>V_o</math></b>	0.7-3-6V	<b>Centrada requerido</b>	22uF
<b><math>I_o</math></b>	0-10 A	<b>Centrada opcional</b>	330uF
<b>Frec. Conmutación</b>	300-1000KHz	<b>C salida requerido</b>	47uF
<b>L</b>	0,9uH	<b>C salida opcional</b>	330uF
<b>DCR(bobina)</b>	1.5m $\Omega$	<b>ESR( C=47uF)</b>	1.5m

Como se puede observar atendiendo a sus características, el convertidor es siempre reductor, pues ante cualquier tensión de entrada, la tensión de salida es siempre menor.

El condensador de entrada de 330 $\mu$ F, es recomendado, para aplicaciones que operen a frecuencias menores de 500Hz. El condensador de salida de 330 $\mu$ F es también recomendado pues mejora la respuesta transitoria del convertidor, aunque si se opera a frecuencias superiores de 500 kHz no se recomienda su uso. Esto es debido, a que en general los condensadores electrolíticos presentan grandes pérdidas a altas frecuencias, por ello no se recomienda su uso [8].

Se va a trabajar a 300KHz, por tanto, se van a incluir estos condensadores para la aplicación

A continuación en la Figura 20, se muestra su esquema general, con el patillaje incluido, y en la tabla inferior, se ofrece una explicación de las mismas.



Figura 20 Esquema general y patillaje del convertidor comercial elegido

### Tabla 2 Descripción del patillaje del convertidor

V <sub>entrada</sub>	1	Entrada positiva de tensión referida a GND
GND	2	Tierra común para las señales Vo y Vi
	3	
V <sub>salida</sub>	4	Salida de tensión, referida con GND
TEMP	5	Pin para el sensado de la temperatura
IOUT	6	Pin para el sensado de la corriente media de salida
AGND	7	Es la referencia de 0V para las señales de entrada
INH	8	Pin que inhabilita la salida del modulo si esta a nivel bajo. Requiere una resistencia de Pull-Up conectada a 3,3V ó 5V para que no sea usado.
FAULT	9	Es el pin que limita en corriente al convertidor.
SRE	10	Pin que hace que el módulo sea un sumidero de corriente, si está a nivel alto, o bien, que actúe como fuente de corriente si está a nivel bajo.
PWM	11	Pin para la PWM, acepta niveles de tensión de 3,3 o 5V y puede funcionar incluso por encima de 1MHz
V <sub>bias</sub>	12	Se debe conectar con la patilla Vi

Ese módulo está diseñado para ser controlado digitalmente, mediante otro dispositivo ya fabricado, que facilita mucho esta acción, pero como más adelante en este mismo capítulo se analiza, el control que se ha realizado es completamente analógico.[9]

Para ello, no es necesario utilizar todas las patillas (TEMP, IOUT, etc.) pero se dejan accesibles mediante unas clemas, por si se requiere su uso en algún momento.

Una vez presentado el convertidor elegido y conocidas sus características, pasamos al cálculo del caso más desfavorable de éste.

### 3.1.2 Determinación del punto de trabajo más desfavorable

Una vez presentado y definido el convertidor comercial, tanto en patillaje como en sus características principales, es el momento de aplicar lo explicado en el capítulo anterior, en cuanto al cálculo del peor punto de trabajo, en el cual se concluyó que para un convertidor reductor, el peor caso, siempre que estemos dentro de modo de conducción continua, es para tensión de entrada máxima y potencia mínima.

Por ello, conociendo ya los valores concretos, se va a realizar una comparativa entre los distintos casos posibles, para comprobar que lo concluido anteriormente es cierto.

A pesar de realizar en análisis únicamente en modo de conducción continua, es necesario, determinar la frontera entre ambos modos de conducción mediante la obtención de la potencia crítica, tal como se explica a continuación.

### Determinación del modo de funcionamiento

Cada convertidor puede trabajar en 3 diferentes modos de funcionamiento:

- Modo de conducción continua (MCC) Figura 21
- Modo de conducción discontinua (MCD) Figura 22
- La zona frontera (MCC-MCD) Figura 23

El trabajar en una zona u otra depende de la corriente media en la bobina ( $\bar{i}_L$ ) y del rizado de la misma, es decir,  $\Delta i_L$ .

A continuación se muestran las condiciones que se deben cumplir para estar en un modo de funcionamiento o en otro:

- Si  $\bar{i}_L > \frac{1}{2} \Delta i_L \Rightarrow K > K_{critica} \Rightarrow MCC$

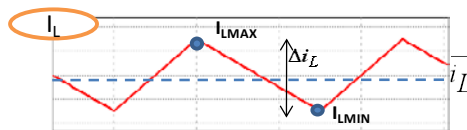


Figura 21 Modo de conducción continuo

- Si  $\bar{i}_L < \frac{1}{2} \Delta i_L \Rightarrow K < K_{critica} \Rightarrow MCD$

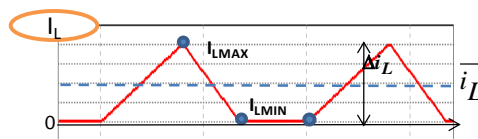


Figura 22 Modo de conducción discontinuo

- Si  $\bar{i}_L = \frac{1}{2}\Delta i_L \Rightarrow K = K_{critica} \Rightarrow MCC - MCD$

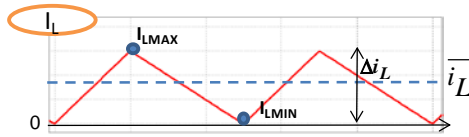


Figura 23 Zona frontera( MCC-MCD)

Siendo la K previamente utilizada, la mostrada en la ecuación (19):

$$K = \frac{2 \cdot L}{R_o \cdot T} \quad (19)$$

Donde  $R_o$  también depende al igual que K, de unas variables conocidas del convertidor mostradas en (20):

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (20)$$

### Determinación de la $K_{critica}$ o condición de frontera del convertidor

Si se supone que el convertidor se encuentra en MCC (modo de conducción continua), y por ello se debe realizar el siguiente análisis, para poder obtener el cálculo de la corriente media en la bobina ( $\bar{i}_L$ ) y del rizado de la misma  $\Delta i_L$  así determinar la  $K_{critica}$ .

- **Análisis de los 2 diferentes circuitos en función del estado del interruptor S**
  - **Interruptor cerrado** Figura 24 y Figura 25.

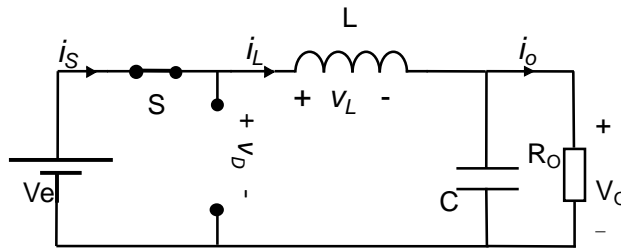


Figura 24 Reductor. Interruptor cerrado

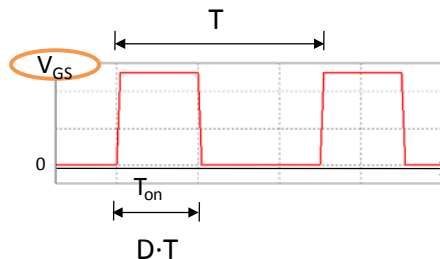


Figura 25 Vgs, interruptor cerrado

Al cerrar el interruptor no hay corriente por el diodo (se polariza en inversa) y por tanto  $V_D = V_E$ , con lo que se obtiene la expresión de  $V_L = V_E - V_o$

- **Interruptor abierto** Figura 26, Figura 27

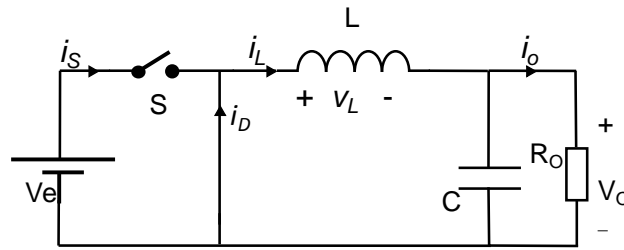
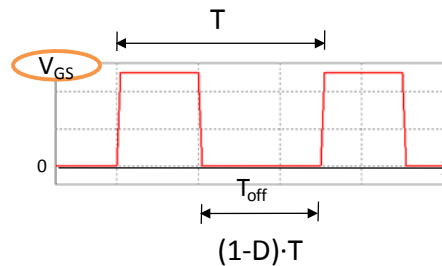


Figura 26 Reductor interruptor abierto

Figura 27  $V_{GS}$ . Interruptor abierto

Al abrir el interruptor el diodo  $D$  conduce (se polariza en directa), y la tensión  $V_D = 0V$ , con lo cual se obtiene la expresión  $V_L = -V_o$

Sabiendo esto, se obtiene la forma de onda de  $V_L$ , dada en la Figura 28, donde  $T_{on}$  el ciclo de trabajo  $D$ , o periodo en el que el interruptor  $S$  está cerrado, y el  $T_{off}$ , por consiguiente es el tiempo en el que el interruptor  $S$  está abierto  $(1-D)$ .

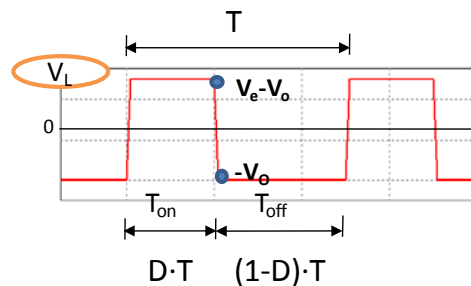


Figura 28 Tensión en la bobina

- **Obtención del ciclo de trabajo ( $D$ ):**

Sabiendo que en régimen permanente el valor medio de tensión en la bobina es cero ( $\bar{V}_L = 0V$ ), cumpliéndose la igualdad de voltios x segundo, simplemente se tiene:

$(V_e - V_o) \cdot D \cdot T = V_o \cdot (1 - D) \cdot T$  y despejando  $D$  de esta expresión se obtiene la ecuación (21):

$$D = \frac{V_o}{V_e} \quad (21)$$

- **Obtención de la corriente media de la bobina ( $\bar{i}_L$ )**

Aplicando la 1ª ley de kirchoff se obtiene que:  $\bar{i}_c = \bar{i}_L - I_o$  y sabiendo de nuevo, que en régimen permanente  $\bar{i}_c = 0A$  se obtiene la expresión siguiente correspondiente a la corriente media en la bobina:

$$i_L = I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{P_o}{V_o} \quad (22)$$

- **Obtención del rizado de la corriente de la bobina:** Anteriormente se obtuvo:  $V_L = V_E - V_O$  y  $V_L = -V_O$  y sabiendo que  $V_L = L \cdot \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$  se obtiene la expresión (23):

$$\Delta i_L = \frac{(V_e - V_o) \cdot D \cdot T}{L} = \frac{-V_o \cdot (1-D) \cdot T}{L} \quad (23)$$

En régimen permanente es necesario que la corriente de la bobina sea la misma al final y al principio de cada ciclo de conmutación, por lo que la variación neta en un período debe ser cero. Para ello se debe cumplir:

$$\Delta i_{L\text{cerrado}} + \Delta i_{L\text{abierto}} = 0$$

La Figura 29 ilustra lo obtenido en la ecuación (23)

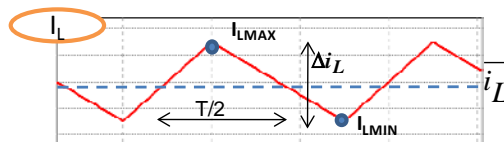


Figura 29 Corriente máxima y mínima en la bobina

- **Calculo de la  $K_{critica}$ :** Como ya se aseguro previamente la condición de frontera se obtiene cuando:

$$\bar{i}_L = \frac{1}{2} \Delta i_L \Rightarrow K = K_{critica}$$

Obtenida de igualar la expresión de:

$$I_{Lmin} = 0A$$

Ya que como se observa en la Figura 23, en la frontera alcanza el valor 0A durante un instante. Por tanto:



$$\bar{I}_L = \frac{1}{2} \Delta i_L \Rightarrow \frac{V_O}{R_O} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_O(1-D) \cdot T}{L}$$

Finalmente, despejando K, resulta la siguiente expresión que relaciona K con  $K_{crítica}$  y de donde se obtiene la expresión (24):

$$K = K_{crítica}$$

$$\frac{2L}{R_O \cdot T} = (1 - D) \quad (24)$$

### Cálculo de $P_{crítica}$ para el convertidor comercial

Una vez obtenida la ecuación (24), resulta sencillo poder calcular la  $P_{min}$ , que corresponde a la  $P_{crítica}$ , la cual establece la frontera entre MCC y MCD

De la expresión (20), se deduce que:

$$R_O = \frac{V_O^2}{P_O}, \quad \text{donde } V_O \text{ es un valor que se debe fijar dentro del rango de valores del convertidor, y } R, \text{ se obtiene de la formula de } K_{crítica} (26). \text{ Por tanto:}$$

$$D = \frac{V_O}{V_e} = \frac{3}{14} = 0.214 ; \text{ Se elige una tensión de salida de 3V, y la entrada la máxima.}$$

$$R_{crítica} = \frac{2Lf}{(1-D)} = 0.68\Omega ; \text{ Seleccionando la frecuencia de conmutación mínima: 300KHz}$$

$$P_{crítica} = \frac{V_O^2}{R_{crítica}} = 13.1W ; \text{ Siendo este el valor mínimo de potencia dentro de MCC}$$

## 3.2 Diseño del control

Una vez calculada la  $P_{crítica}$ , el siguiente paso, es diseñar un regulador adecuado para la planta más desfavorable. Para ello, es necesario presentar los 4 tipos de reguladores existentes en la herramienta SmartCtrl definiendo sus características, para así elegir el que mejor se adapte a las especificaciones de la aplicación.

### 3.2.1 Selección del regulador

Existen 4 tipos básicos de reguladores en función del número de polos que contiene cada uno:

- **Tipo 1 o Single Pole:** Regulador sencillo, con un único polo en el origen y empleado únicamente para algunos sistemas de primer orden.
- **PI o Proporcional Integral:** Formado por un polo en el origen y un cero, es empleado para sistemas de primer orden. Aumenta la ganancia y si el cero se encuentra muy cerca del origen apenas modifica el transitorio del sistema.
- **Tipo 2:** Formado por un polo en el origen, además de por un polo y un cero, por tanto igual que el PI puede llegar a aportar hasta  $+90^\circ$  debido a la acción del cero. Por tanto se puede considerar similar al PI, pero su diferencia es que el Tipo 2, presenta atenuación a alta frecuencia debido a la acción del polo.

- **Tipo 3:** Su función de transferencia posee un polo en el origen, dos polos y dos ceros, es decir, que es capaz de proporcionar  $+180^\circ$  de fase debido a la acción de los ceros. Suele usarse para controlar tanto sistemas de primer como de segundo orden debido a que proporciona más grados de libertad que el resto.

Por tanto, al ser la función de transferencia del reductor de segundo grado, se ha seleccionado un regulador Tipo 3.[10]

### 3.2.2 Diseño del regulador para el peor punto de trabajo

Una vez seleccionado el tipo de regulador, se va a realizar una explicación de cómo introducir y seleccionar las opciones correctas dentro de la herramienta SmartCtrl, para poder llevar a cabo el diseño del regulador.

Los pasos a seguir dentro de SmartCtrl son los siguientes:

- Se debe abrir la aplicación y seleccionar “Single loop DC/DC CONVERTERS” ya aparecerá marcado en azul, el tipo a seleccionar, ya que se va a diseñar el regulador de un reductor controlado en tensión, se selecciona esa opción tal como se muestra en la Figura 30.

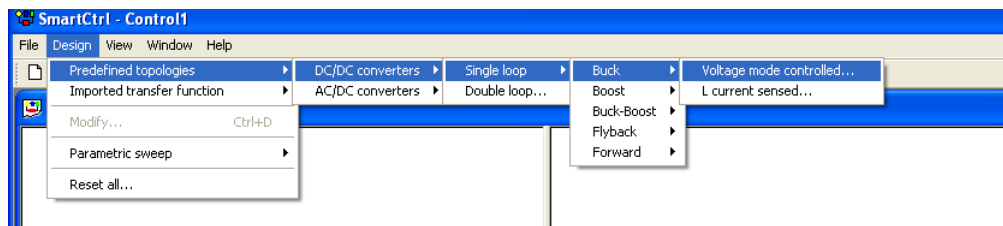


Figura 30 Selección del reductor en modo tensión en SmartCtrl

- Aparecerá a continuación la pantalla para introducir los valores de entrada de la planta, tal como se muestra en la Figura 31.

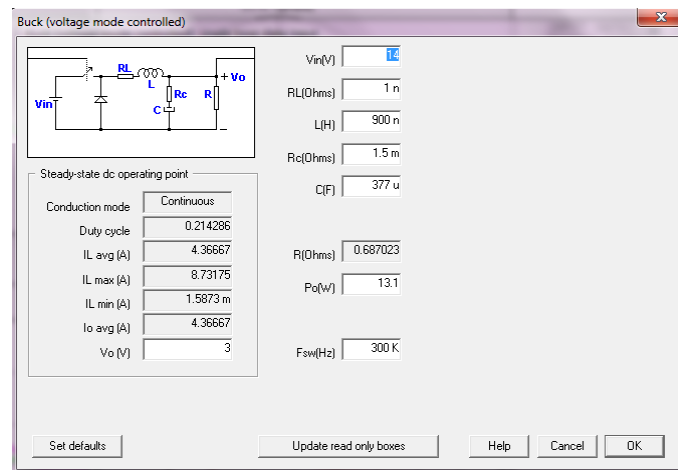


Figura 31 Introducción en SmartCtrl de datos de la planta

Se introducen los valores con fondo blanco, en este caso los calculados para el peor punto de trabajo, incluyendo en el apartado de condensadores, el valor de los 2 en paralelo de la salida, tanto el de 47uF, como el de 330uF.

- Seguidamente se debe marcar en la pestaña sensor, la opción “Voltage divider” (divisor resistivo) y una vez dentro de la misma darle a “OK” (Ver Figura 32)

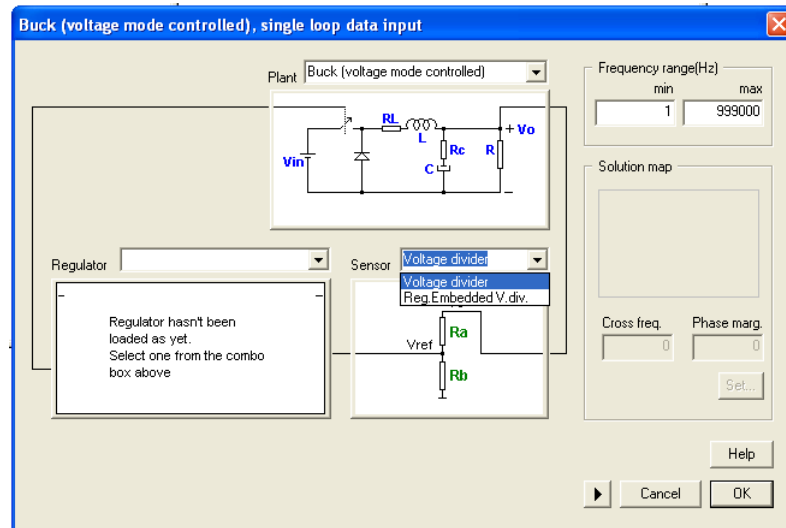


Figura 32 Elección del sensor en SmartCtrl

- Una vez realizado esto, en la pestaña regulador se marca el tipo 3, ya que este elegido anteriormente y se pulsa OK. Ver Figura 33.

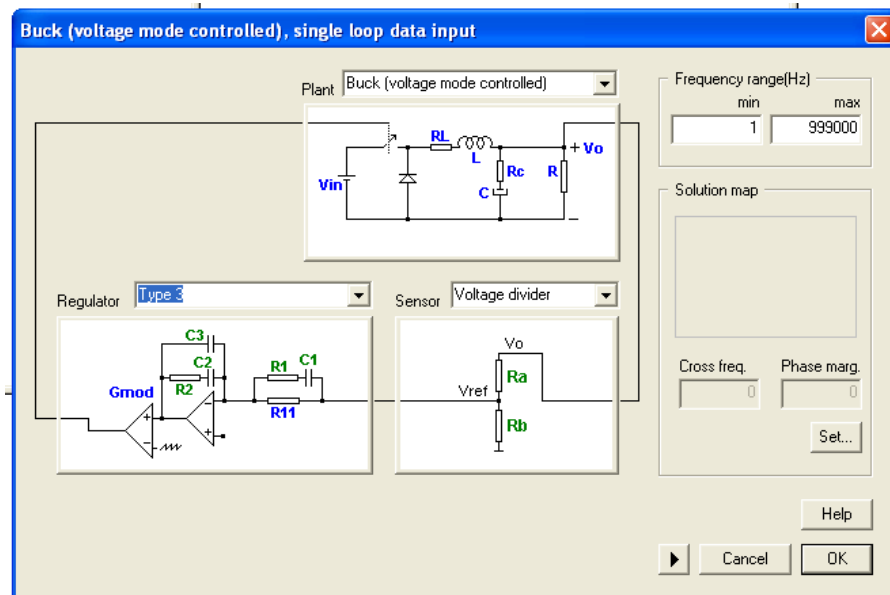


Figura 33 Elección del tipo de regulador en SmartCtrl

- Finalmente se debe pulsar el botón Set para seleccionar la frecuencia de corte y el margen de fase, tal como se muestra en la
- Figura 34.

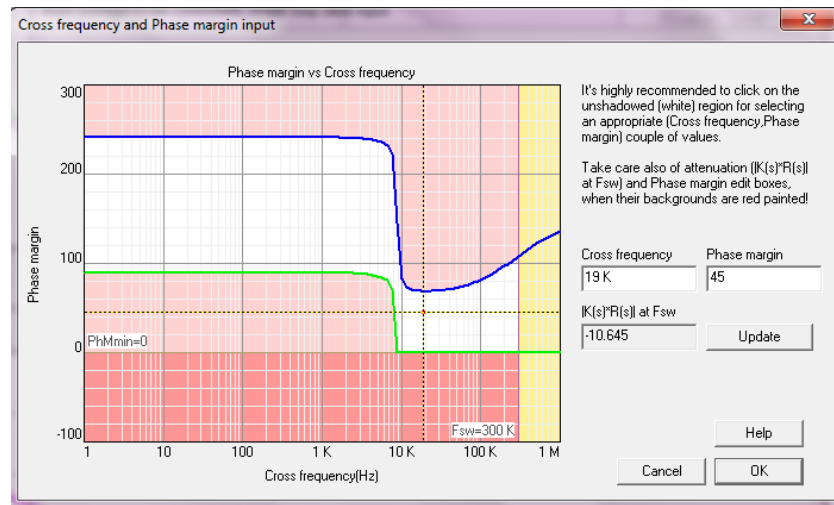


Figura 34 Mapa de soluciones de SmartCtrl

Se debe fijar primero un margen de fase aceptable, por ejemplo  $45^\circ$  y una vez fijado éste, se debe seleccionar un frecuencia, con la que la atenuación a frecuencia de conmutación sea suficiente, la cual se considera correcta a partir de -10dB. En este caso, la máxima frecuencia para conseguir una correcta atenuación con este margen de fase es 19KHz.

Para acabar con la parte de entrada de datos, se debe pulsar dos veces el OK.

Se abrirá entonces la siguiente pantalla, representada en la Figura 35

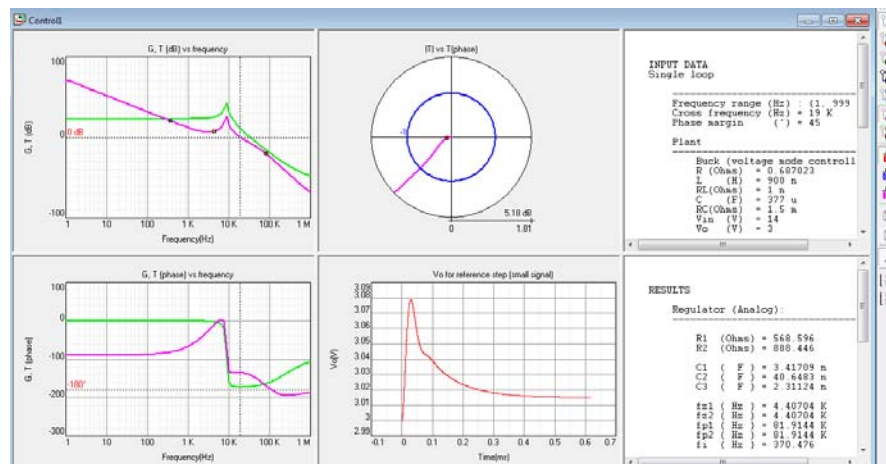


Figura 35 Pantalla de resultados de SmartCtrl

En ella se puede observar en la parte izquierda los diagramas de bode en módulo y fase, tanto de la planta y el lazo abierto, el cual incluye el regulador, la planta y el sensor.

En la parte central, se observa la representación de lazo abierto, en el diagrama de Nyquist, con lo que podemos ver que es estable, ya que la curva no rodea al  $X=-1$ , tal como asegura el teorema del mismo nombre. Ver Figura 36.

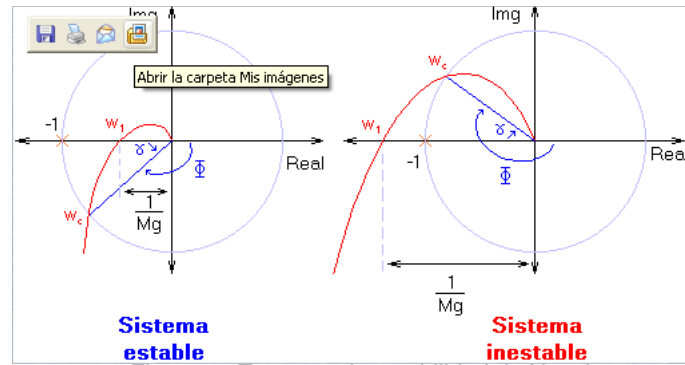


Figura 36 Teorema de estabilidad de Nyquist

Debajo de este diagrama, se puede observar, la respuesta transitoria de la tensión de salida ante distintos saltos. En la parte derecha finalmente, se puede observar los datos de entrada introducidos y los resultados generados por la aplicación.

Observando los diagramas de bode de la Figura 35, se puede ver que el regulador es adecuado, ya que posee un margen de fase suficiente y un ancho de banda elevado, como demuestra su respuesta transitoria

La herramienta, genera automáticamente los componentes necesarios (resistencias y condensadores, que permitirán implementar este lazo, o bien exportarlo al programa de simulación PSIM, para poderle introducir diferentes saltos y comprobar su robustez, como se analiza en el siguiente apartado.

### 3.2.3 Análisis de sensibilidad. Robustez del diseño

Para comprobar si el lazo es robusto, se pueden realizar diferentes pruebas: entre las cuales se encuentran:

- **Variación en un  $\pm 10\%$  en el valor de los componentes de la planta:** Para ello, se debe volver a la pantalla principal y pulsar el icono marcado en la Figura 37, el cual permite modificar esos valores de planta.

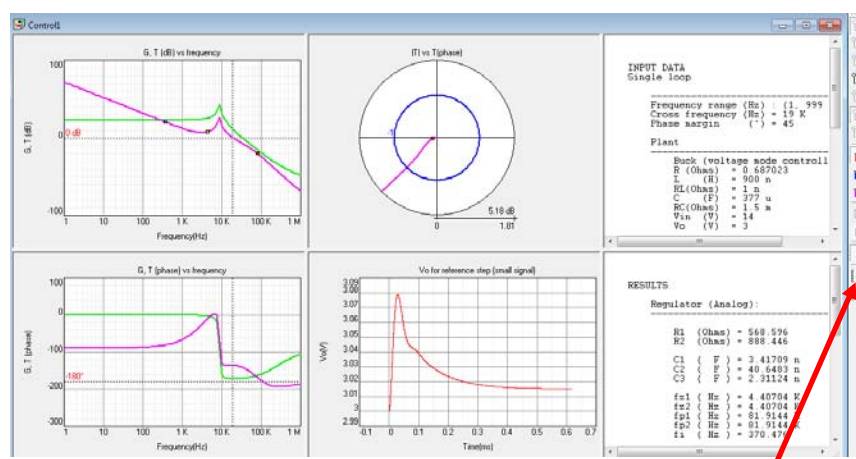


Figura 37 Icono de modificación de parámetros de entrada

Una vez dentro, se debe pulsar en la pestaña de planta, y modificar dentro de tanto el condensador, como la bobina, así como sus resistencias internas. (Ver Figura 38)

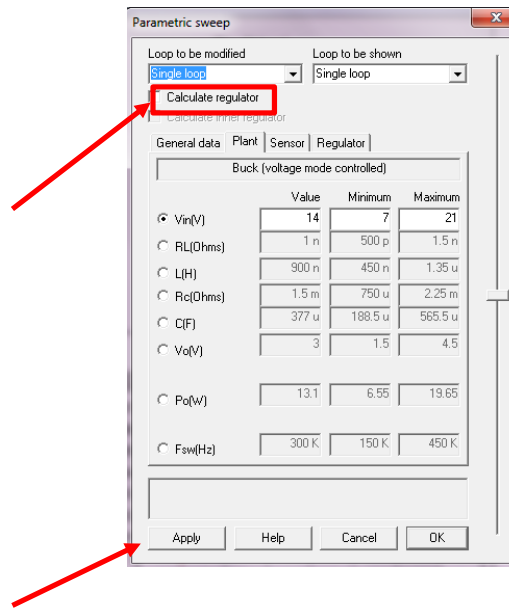


Figura 38 Parámetros de la planta

Cabe destacar que nunca se debe marcar el icono “Calculate regulator”, ya que en ese caso SmartCtrl recalcularía el regulador para cada modificación realizada. Simplemente se debe variar el parámetro y pulsar “Apply”, y ver cómo influye esa modificación.

- **Modificación de RL:** Modificando este parámetro, el lazo no sufre ninguna alteración ya que el valor de ésta es muy bajo.
- **Modificación de L:** El valor de 900nF es el valor crítico, ya que como se vio en la parte final del apartado 4.1.2, se utiliza para calcular la  $R_{crítica}$  y por tanto si este valor se reduce, el convertidor pasa a trabajar en modo de conducción discontinuo. Sin embargo si se aumenta, provoca una disminución del factor de calidad ( $Q_o$ ), en el diagrama bode, el cual, es un efecto esperado atendiendo a la expresión (18). De esta forma, si el valor de L aumenta, el valor del factor de calidad disminuye.

$$Q_o = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

- **Modificación de RC:** Este parámetro, como RL, apenas modifica el diagrama de Bode, ya que aun siendo de un orden de magnitud mayor, no afecta en exceso. Por tanto, el lazo es robusto ante variaciones de las resistencias parásitas de la bobina (L) y del condensador (C).
- **Modificación de C:** Finalmente el condensador o en este caso, la asociación de condensadores, modifican el factor de calidad, pero provocan una variación despreciable, tanto en la respuesta en frecuencia como en la transitoria del sistema.

- **Introducción de diferentes perturbaciones, mediante variaciones en la carga, en la tensión de referencia o en la tensión de alimentación:** Para ello, se debe exportar los datos del regulador a un esquemático de PSIM y ahí realizar las diferentes pruebas.

Para exportarlo se debe volver a la pantalla principal de SmartCtrl, y pulsar el icono de PSIM, tal como se muestra en la Figura 39.

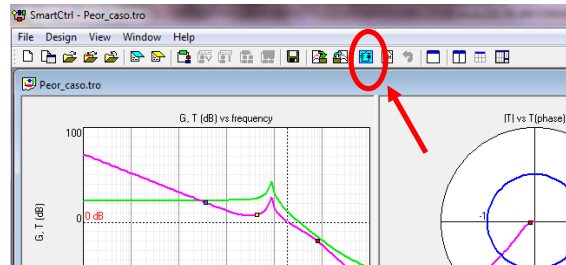


Figura 39 Icono para exportar regulador a PSIM

Una vez hecho esto, se selecciona un esquemático donde ya se tenga incluida la planta para exportar allí el regulador.

Se obtendrá entonces el esquemático representado en la Figura 40

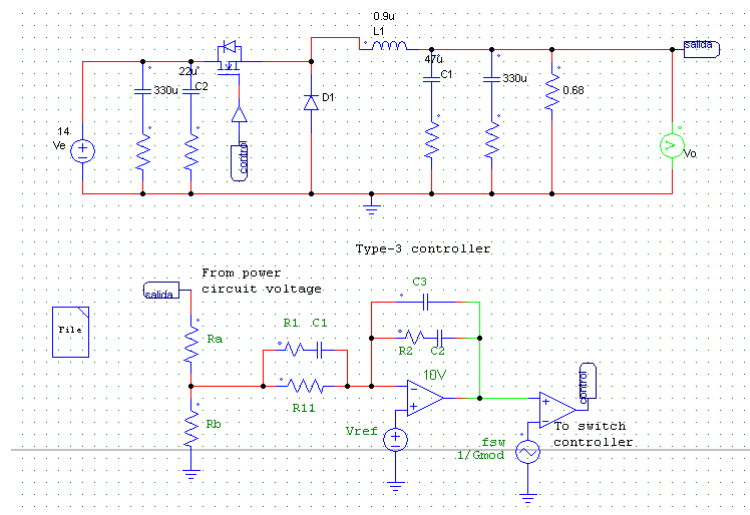


Figura 40 Esquemático tras la exportación desde SmartCtrl del lazo de control

- Para introducir la perturbación, en la tensión de alimentación, simplemente se debe colocar en serie con estas fuentes, otra que incremente su tensión en un 15 o un 20% en un instante determinado, tal como se muestra en la Figura 41.

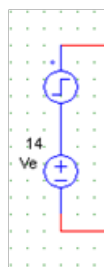


Figura 41 Perturbación en la tensión de alimentación

- Para realizar la perturbación en la carga se debe añadir al esquemático básico lo mostrado en la Figura 42.

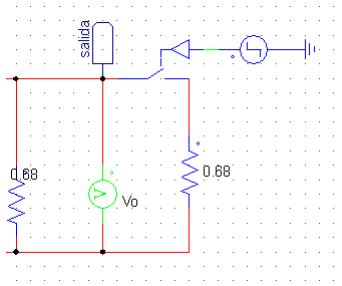


Figura 42 Perturbación en la carga

Cuando el interruptor se cierre, las dos resistencias quedarán en paralelo, con lo que la corriente aumentará y la tensión se verá reducida.

Las diferentes formas de onda producidas por los saltos, se presentan a continuación en la Figura 43 y Figura 44:

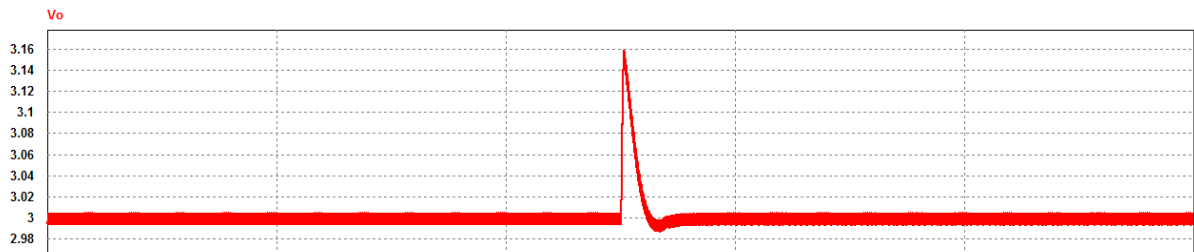


Figura 43 Respuesta transitoria a un salto en la tensión de alimentación

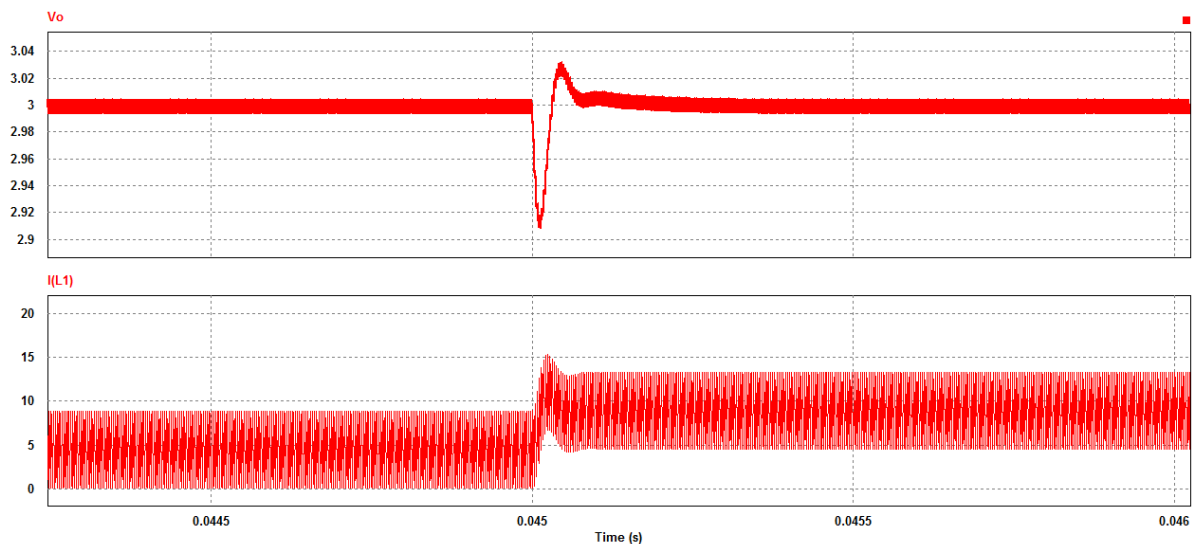


Figura 44 Comparación entre la respuesta de la tensión de salida y la Intensidad en la bobina, para un salto en la carga

La respuesta es la esperada en ambos casos:

- ✓ Para la tensión de alimentación, la respuesta transitoria queda estabilizada de nuevo en el valor marcado en muy poco tiempo.



- ✓ Para el salto en la carga, se produce también el efecto esperado, y cuando la tensión a la salida desciende, la corriente aumenta, sin embargo, la tensión vuelve a estabilizarse en el valor correcto, mientras que la corriente no recupera su anterior valor, ya que lo que se controla es la tensión no la corriente.

Por lo tanto tras la realización de diferentes pruebas, se concluye que el lazo es robusto, por tanto el diseño del mismo ha sido correcto.

### 3.2.4 Implementación analógica del control

Una vez se ha visto, como realizar un control con la herramienta SmarCtrl, el siguiente paso va a ser, realizar la implementación analógica del mismo, para poder crear diferentes lazos. El circuito de control analógico, por tanto debe realizar la misma función, que la realizada por el circuito de la Figura 45 donde se puede diferenciar todas las partes de lazo de control.

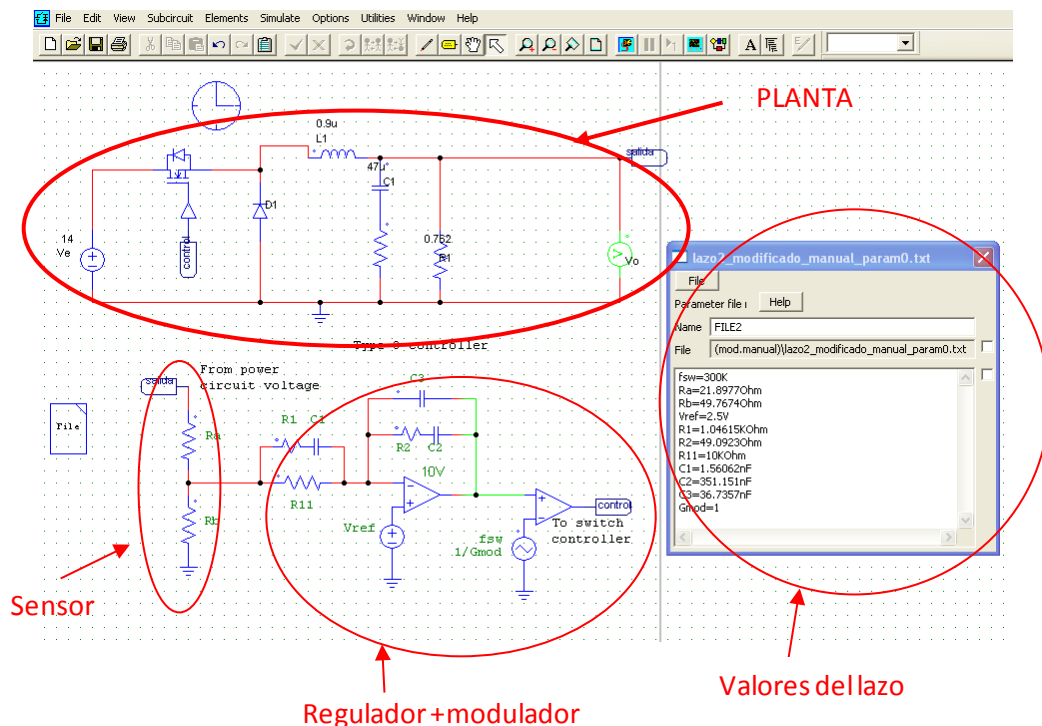


Figura 45 Esquemático PSIM, con las diferentes partes del lazo

Para éste fin, se ha elegido el UC3842, el cual permite, junto con una cierta circuitería adicional, obtener en su salida la señal PWM requerida. Este integrado es un circuito de control en modo corriente, aunque resulta muy sencillo adaptarlos al control en modo tensión.

El integrado, debe incluir las siguientes partes o bloques mostradas en la Figura 46.

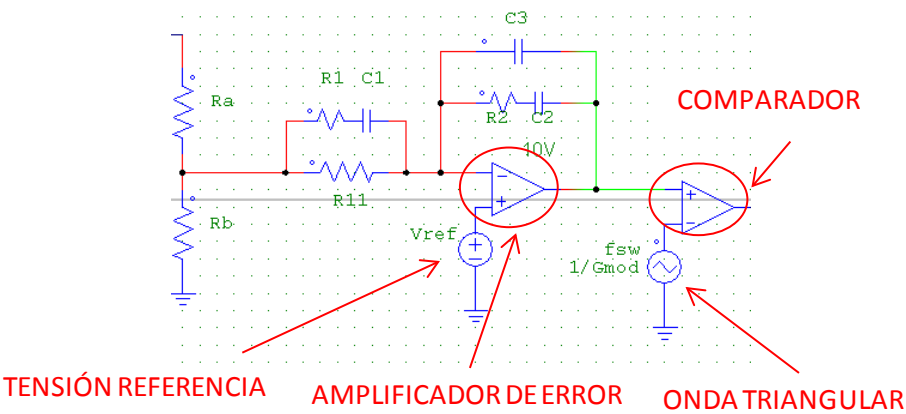


Figura 46 Diferentes partes del regulado

Sus terminales, así como sus bloques internos se describen a continuación en la Figura 47, Figura 48 y en la Tabla 3:

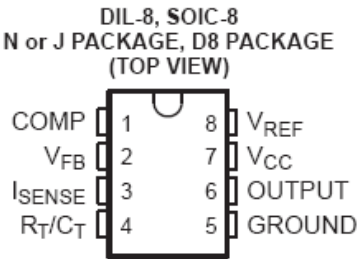


Figura 47 Patillaje del UC3842

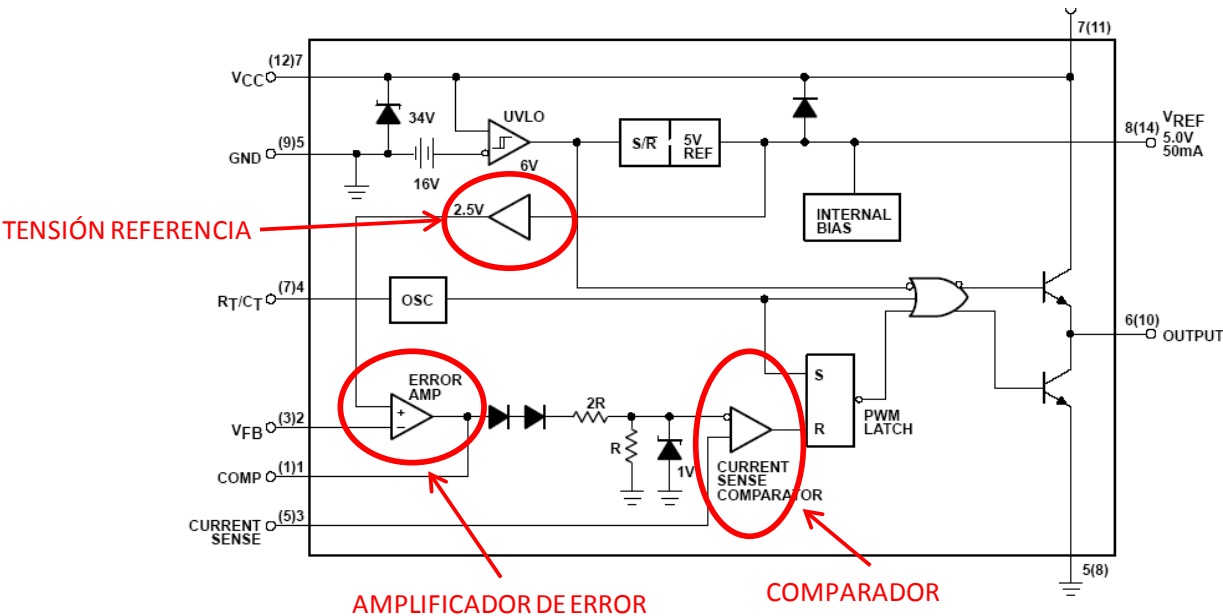


Figura 48 Bloques internos del integrado UC3842

Tabla 3 Definición de los terminales del integrado UC3842

1	Comp	Salida del amplificador de error
2	Vfb	Entrada inversora del amplificador de error
3	Isense	Recibe la corriente de pico( en este caso tensión)
4	Rt/Ct	Resistencia y condensador, que marcan la frecuencia de la rampa
5	Vref	Tensión de referencia interna del propio integrado, cuyo valor es 5V, y que sirve para alimentar las distintas partes del mismo.
6	Vcc	Tensión de alimentación de integrado.
7	Output	Por este terminal sale la señal PWM
8	GND	Masa del intergado

Se puede observar que el integrado posee todos los bloques necesarios para el control y simplemente es necesario añadirle los elementos externos pertinentes.

A continuación se va a dar una explicación detallada de cada parte y de su funcionamiento:

- **Control en modo tensión**

Para utilizar el UC3842 como control en modo tensión, en lugar de modo corriente, simplemente se debe introducir en el terminal Current Sense ( $I_{\text{sense}}$ ) una rampa generada externamente para actúe como señal triangular del modulador.

- **Generación y adaptación de la señal de diente de sierra del modulador.**

La señal de diente de sierra se genera mediante los 2 bloques mostrados en Figura 49.

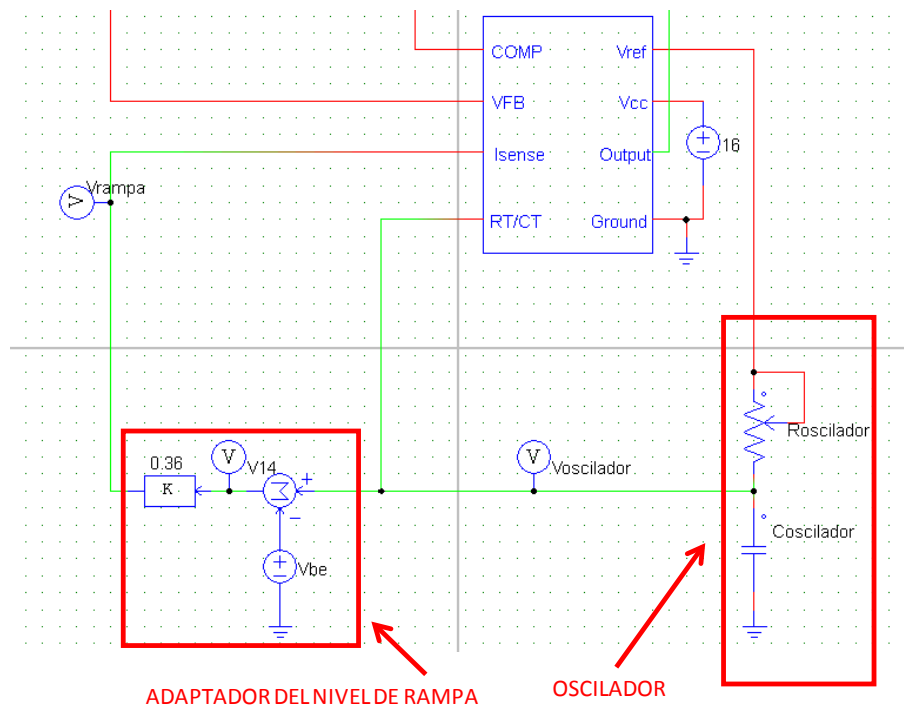


Figura 49 Esquemático de generación y adaptación de la rampa (señal diente de sierra)

○ **Oscilador:**

Para generar la señal de diente de sierra, se debe alimentar la parte  $R_{osc}C_{osc}$ , con la  $V_{ref}$  del integrado (5V) y el punto medio de ambos se debe conectar con el terminar  $R_t/C_t$ .

La frecuencia de esta rampa se fija variando los valores de  $R_{osc}$  y de  $C_{osc}$ , siguiendo la expresión (25):

$$f_{oscilador} = \frac{1}{R_{osc} \cdot C_{osl}} \quad (25)$$

La colocación de un potenciómetro, facilita mucho la obtención de la frecuencia deseada.

○ **Adaptador de nivel:**

Una vez generada la rampa (la señal diente de sierra), se debe adaptar su valor máximo dentro de los niveles que impone el propio integrado, el cual, exige que el punto máximo de esa señal de diente de sierra esté entre 0.9 V y 1,1 V, por ello, se debe reducir, ya que del oscilador sale con un valor máximo de aproximadamente 3,3V. Para ello se coloca un transistor en modo seguidor de tensión, para poder aislar de cargas eléctricas al condensador y al potenciómetro que son generadores de la rampa y también para reducir el offset. Finalmente se añade un divisor de tensión para reducirla hasta esos valores ya citados.

Al colocar el transistor en PSIM, este no actuaba como tal, sino como un interruptor, solo abierto o cerrado, por tanto, se tuvo que realizar esta parte de la simulación en Orcad Pspice, para poder calcular el valor del divisor resistivo, y saber cuál era la tensión  $V_{BE}$  con el transistor funcionando en zona activa.

La Figura 50 muestra el esquemático creado:

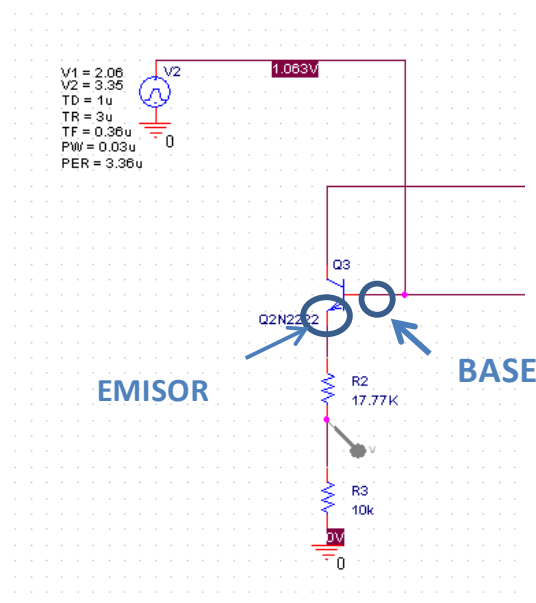


Figura 50 Adaptador de rampa en Orcad PSpice

Para ello se debe simular la señal diente de sierra, introduciendo una fuente que simule su comportamiento y colocando el transistor 2N2222 seguida del divisor resistivo. Para realizar el cálculo de este divisor, se debe primero colocar un voltímetro entre las patillas de la base y del emisor del transistor para saber su caída de tensión. Su valor es de 0,575V, y por tanto, ya se puede realizar el cálculo del divisor resistivo de la siguiente forma:

Se fijó el valor de R3 a 10 K $\Omega$  (valor comercial) y posteriormente se resolvió la siguiente expresión:

$$3,35 - 0,575 = \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 1$$

Resolviendo, se obtiene un valor de R2 de 17,7K $\Omega$ , aunque lo mejor es colocar un potenciómetro, para realizar un mejor ajuste.

Para lograr simular esta parte en PSIM, fue necesario sustituir el transistor por una fuente de tensión, con valor  $V_{BE}$ , y restárselo a la rampa, para posteriormente multiplicarlo por el siguiente bloque de ganancia:

$$\frac{1}{3,35 - 0,575} = 0,36$$

Una vez adaptada la señal diente de sierra, ésta entra al modulador a través del terminal Current Sense, donde se compara con la señal que proviene del regulador. Ver Figura 51.

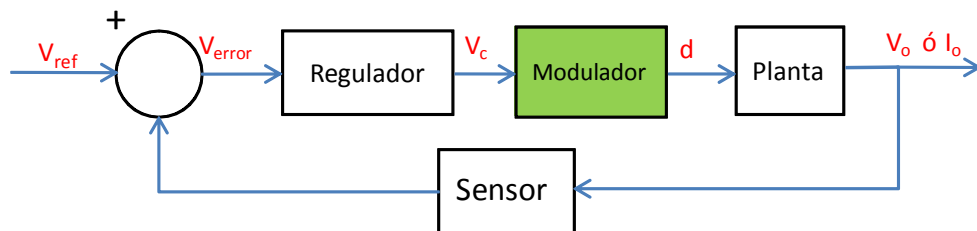


Figura 51 Diagrama de bloques del control: Modulador

- **Implementación del sensado y del regulador**

La señal de salida del convertidor debe ser adaptada a el valor de la tensión de referencia. Para ello se utiliza un divisor resistivo, el cual no es otro, si no el sensor del diagrama de bloques del control. Ver Figura 52.

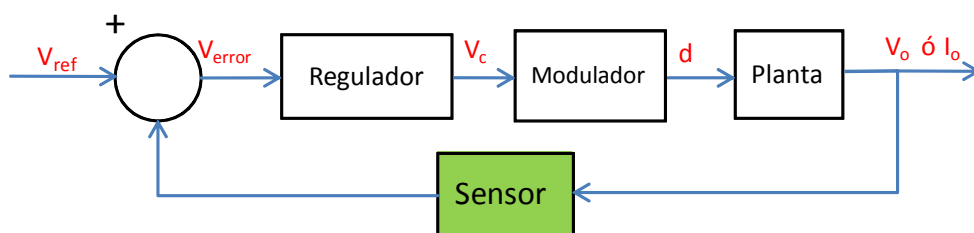


Figura 52 Diagrama de bloques del control: Sensor

Este divisor resistivo del sensor, responde a la expresión (26):

$$V_{precontrol} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot V_{salida} \quad (26)$$

Una vez sensada la señal, entraría en acción el regulador, mediante sus impedancias Z1 Z2, ya generadas por la herramienta SmartCtrl, tal como se muestra en la Figura 53:

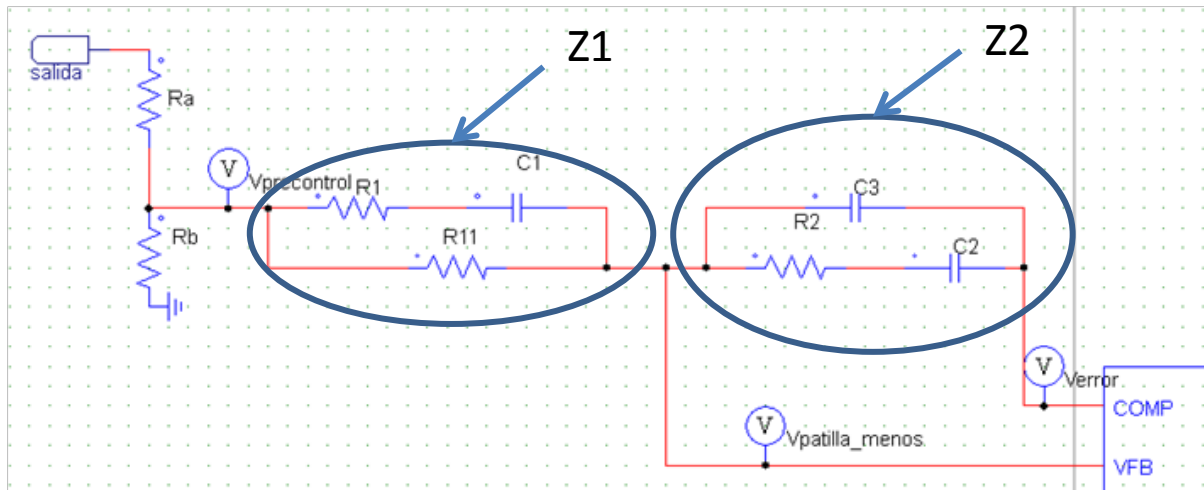


Figura 53 Sensor y regulador en modo tensión para UC3842

La señal de error amplificada proveniente del regulador, es adaptada de manera interna por el integrado, tal como se muestra en la Figura 54.

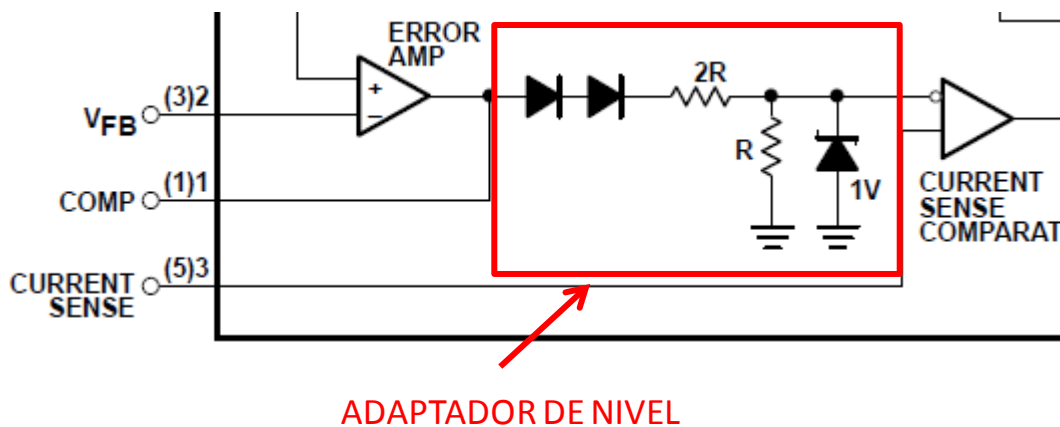


Figura 54 Adaptador de nivel para la señal de error

Esta señal de error ya adaptada, se comparará con la señal de diente de sierra en el modulador, y de esa comparación se generarán los pulsos.

### 3.2.5 Consideraciones a tener en cuenta para su implementación experimental

Para la implementación experimental se deben tener en cuenta algunos aspectos:

- Ra y Rb, deben ser de una magnitud suficientemente pequeña como para no generar efectos de carga con respecto a Z1, pero tampoco lo pueden ser en exceso, puesto que nuestra resistencia de carga del convertidor alrededor de  $\Omega$ , y por tanto si Ra y Rb son excesivamente pequeñas, a su vez existirá otro efecto de carga.

Para ello se debe sustituir el valor que viene por defecto en SmartCtrl de la resistencia R11 y cambiarlo de  $10K\Omega$  a  $100K\Omega$ , de tal forma que Ra y Rb queden del orden de cientos de ohmios o de algunos kilohmios. Ver Figura 55.

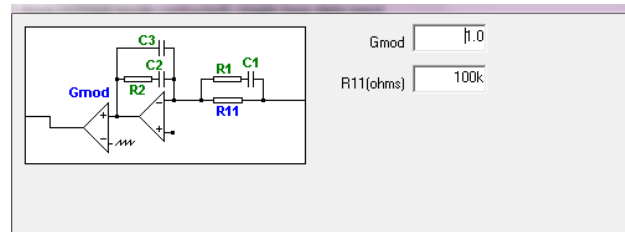


Figura 55 Cambio de valor de R11 del regulador

Si se deja el valor por defecto, puede generar una Ra de tan solo  $3\Omega$ , insuficiente por tanto.

- El divisor resistivo que reduce el nivel de la rampa, debe tener también unos valores determinados, no sirviendo cualquier valor, aunque se respete la relación entre las resistencias.

Estos valores son calculados mediante el circuito mostrado en la Figura 56 y están basados en la curva  $I_C/V_{CE}$  del transistor de la Figura 57.

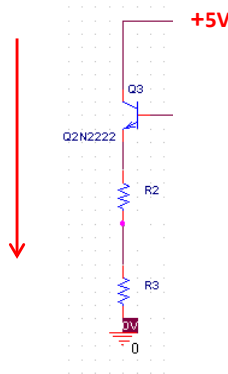


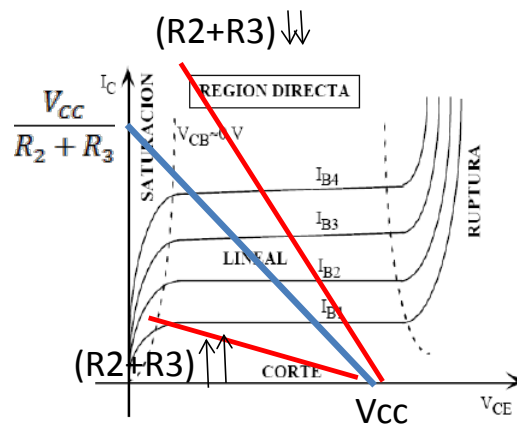
Figura 56 Cálculo del divisor resistivo de la rampa

$$5V = V_{CE} + I_E \cdot (R_2 + R_3)$$

Ya que  $I_C = I_E$

$$\text{Para } V_{CE}=0, I_C = \frac{V_{CC}}{R_2 + R_3}$$

$$\text{Para } I_C = 0 \Rightarrow V_{CE} = V_{CC}$$

Figura 57 Curva  $I_c/V_{ce}$  del transistor

Observando la grafica y sabiendo que la  $V_{CE}$  medida es del orden de 3V, se puede asegurar que para valores grandes del orden de decenas de  $k\Omega$ , tales como las obtenidas anteriormente ( $10k\Omega$  y  $17,7k\Omega$ ) el transistor está trabajando en zona de corte, por tanto se debe disminuir estos valores al menos un orden de magnitud, para poder estar trabajando en activa

Para el caso de las resistencias calculadas previamente se obtiene:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_2 + R_3} = \frac{2V}{27,7k\Omega} = 70\mu A$$

Sin embargo una vez reducidas las resistencias un orden de magnitud, se obtiene la ecuación siguiente, que es del orden de las  $I_c$  ya que éstas suelen estar en torno a pocos mA en zona activa:

$$I_c = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_2 + R_3} = \frac{2V}{2,77k\Omega} = 0,70mA$$

Si se redujese el valor de las resistencias otro orden de magnitud, el transistor entraría en saturación.



### 3.3 Validación mediante simulación

En este apartado se va a realizar la simulación de esta implementación analógica, con dos reguladores distintos, primero para validar el funcionamiento del convertidor mediante simulación y además también para comprobar la respuesta transitoria obtenida con ambos reguladores.

Para ello, se debe seleccionar un punto de trabajo, dentro del rango de operación del convertidor.

Por tanto se ha elegido el siguiente punto de trabajo:

- $V_e = 6V$
- $V_o = 3V$

Siendo por tanto el ciclo de trabajo resultante:

$$d = \frac{V_o}{V_e} = 0,5$$

Una vez seleccionado el punto de trabajo, y con los datos obtenidos de las hojas de características, se ha caracterizado el convertidor en PSIM, con objeto de obtener su respuesta en frecuencia mediante simulación, para diseñar el regulador a partir de ella.

#### 3.3.1 Obtención de la respuesta en frecuencia mediante simulación

Para ello se han seguido los siguientes pasos:

- Crear un esquemático en PSIM, como el mostrado en la Figura 58, con los datos obtenidos a partir de las hojas de características teniendo en cuenta los condensadores opcionales utilizados.

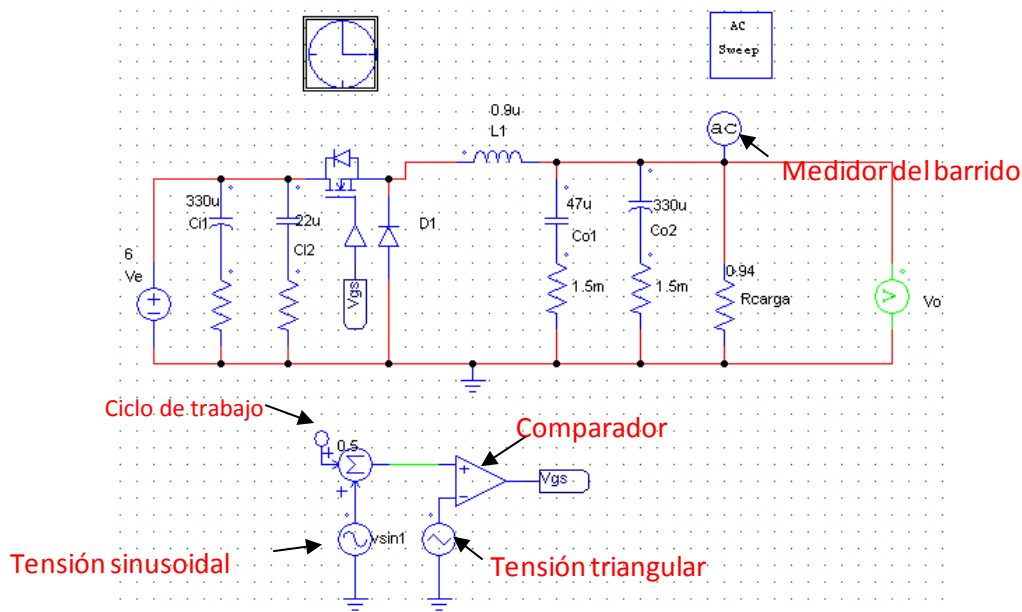


Figura 58 Realización de un barrido en frecuencias, para la planta elegida

- Definición del análisis en frecuencia. Para realizar este barrido en frecuencias (AC Sweep), se debe introducir una perturbación sinusoidal en el ciclo de trabajo de

frecuencia variable. La definición del rango de frecuencias se realiza en la pantalla de la Figura 59 .

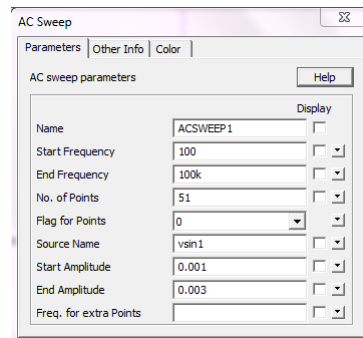


Figura 59 Rango de frecuencias para el barrido

En el cuadro, cómo se puede observar se debe introducir, la frecuencia de comienzo y final, el número de puntos que se solicitan, y el nombre de la fuente sinusoidal utilizada para la perturbación. Además permite, la obtención de puntos concretos donde se desee tener mayor precisión en la respuesta en frecuencia.(extra points).

- Simulación. El siguiente paso es realizar la simulación y ver si se obtiene la respuesta en frecuencia esperada. Ver Figura 60.

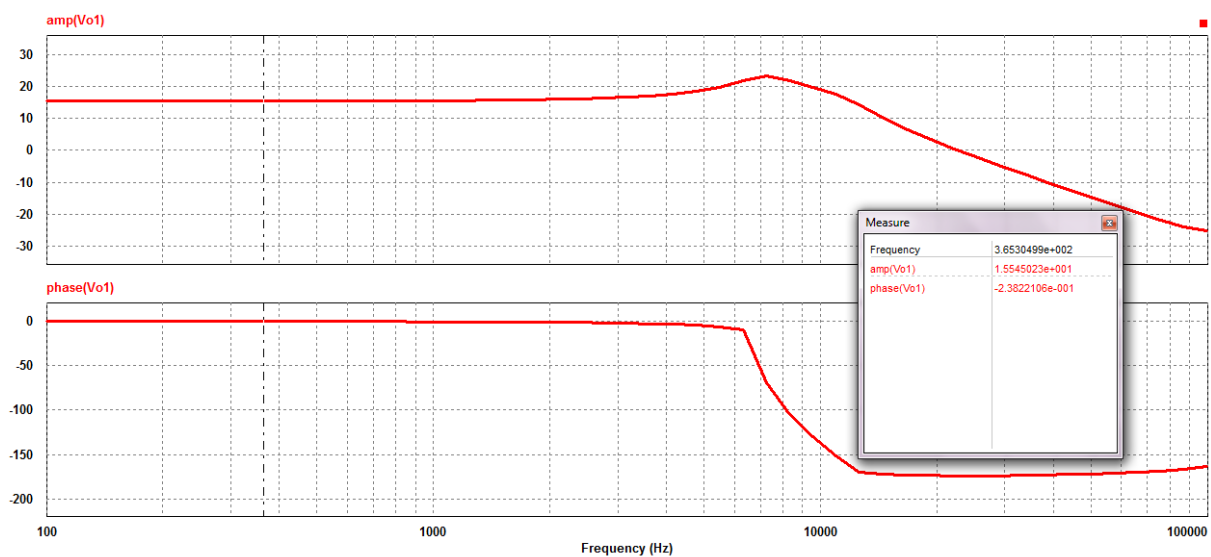


Figura 60 Diagrama de Bode de la planta seleccionada

El resultado es el esperado, y su respuesta se asemeja mucho a la ideal de un sistema de 2º orden como el de la Figura 17.

El valor de ganancia es correcto ya que  $G_d = \frac{V_o}{d} = 6 \Rightarrow 20 \log(6) = 15,5dB$

- Exportación a SmartCtrl. Consiste exportar a SmartCtrl, pulsando el tal como se muestra en la Figura 61 , e introduciendo los valores de tensión de salida y frecuencia de conmutación.

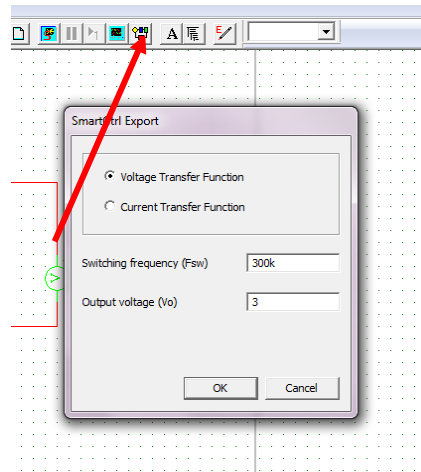


Figura 61 Exportar esquema a SmartCtrl

Este método es más exacto, ya que permite incluir todo tipo de efectos parásitos, y visualizar puntos el diagrama de bode mucho más detalle. Es por tanto más realista, con lo cual su respuesta se acercará más a las medidas experimentales, que si se introducen únicamente los datos solicitados en la herramienta.

### 3.3.2 Diseño del lazo

Como se ya se ha adelantado al principio del apartado 4.3, se va a realizar la simulación de dos diferentes lazos, cambiando entre si, únicamente el regulador y el sensor.

#### ○ Lazo 1

Para este primer lazo se utilizará la planta ya descrita, con un regulador TIPO 3.

Por tanto, una vez exportada la planta a SmartCtrl, se seleccionará como sensor, el divisor resistivo y como regulador un Tipo 3.A continuación se debe seleccionar una opción dentro del mapa de soluciones tal como se muestra en la Figura 62.

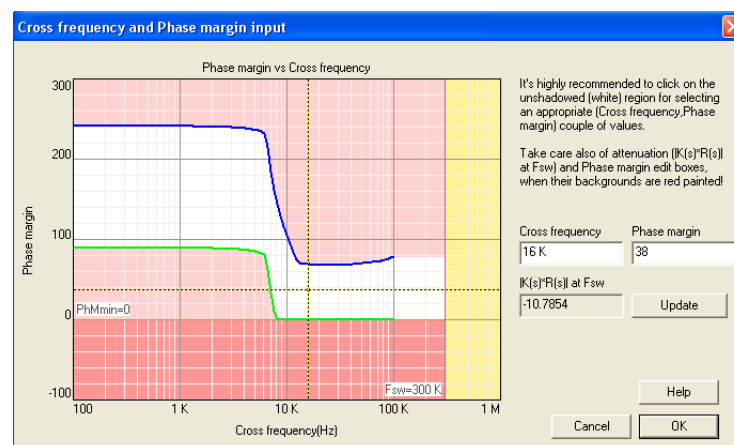


Figura 62 Mapa de soluciones del regulador tipo 3.

Se puede observar que en la solución seleccionada, el margen de fase, no es muy grande, pero sí suficiente, ya que supera los  $30^\circ$ , aunque no por demasiado. Lo mismo ocurre con la atenuación a frecuencia de conmutación, ya que para esta combinación de margen de fase y frecuencia de cruce, está cerca del límite marcado en -10dB.

A continuación en la Figura 63 se muestra la pantalla general del SmartCtrl, donde se puede observar los diferentes diagramas de bode, tanto de la planta ( ya simulado en PSIM), como el correspondiente al lazo abierto, así como el diagrama de Nyquist.

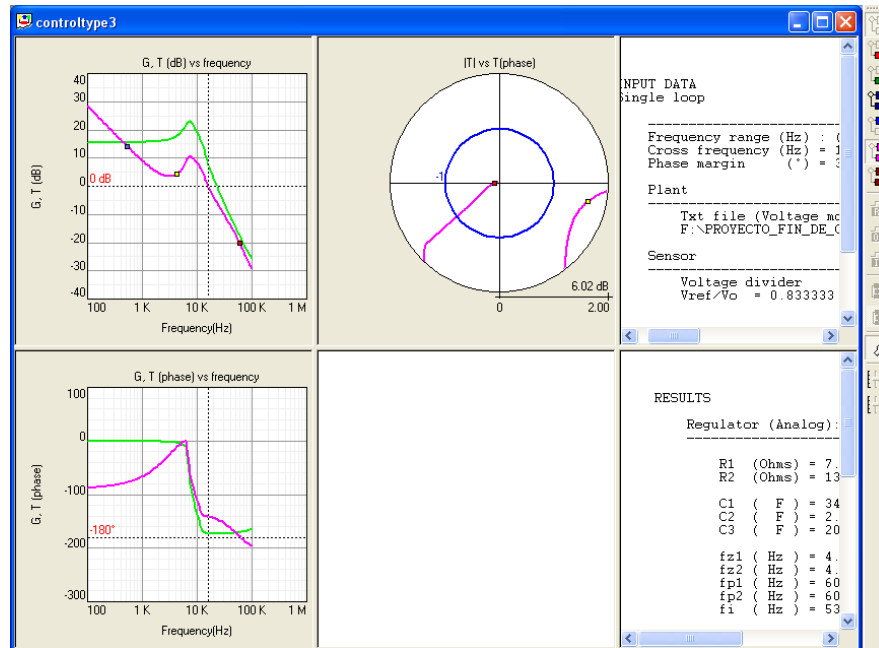


Figura 63 Diagramas obtenidos con el regulador tipo 3

Observando el diagrama de bode del lazo abierto, se aprecia que corta a la línea de 0dB en un solo punto, evitando así cualquier peligro de inestabilidad. Además atendiendo al diagrama de Nyquist, se puede observar que no rodea al punto  $x=-1$ .

Por tanto se concluye que es un sistema estable.

La herramienta ha generado los datos necesarios para el sensor y para el regulador, de el lazo simulado, por tanto deben introducirse esos datos en el esquemático de PSIM de la Figura 64.

Una vez introducidos los datos en el esquemático se pueden realizar las diferentes simulaciones, para comprobar que las formas de onda son correctas en todos los puntos. Se puede obtener la señal de cualquier punto del esquemático de la Figura 64, pero en este caso solo se quiere comprobar, si la señal diente de sierra es generada y posteriormente adaptada de forma correcta, y si la comparación de ésta con la señal de error, permite generar los pulsos con la frecuencia adecuada, para el buen funcionamiento del circuito.

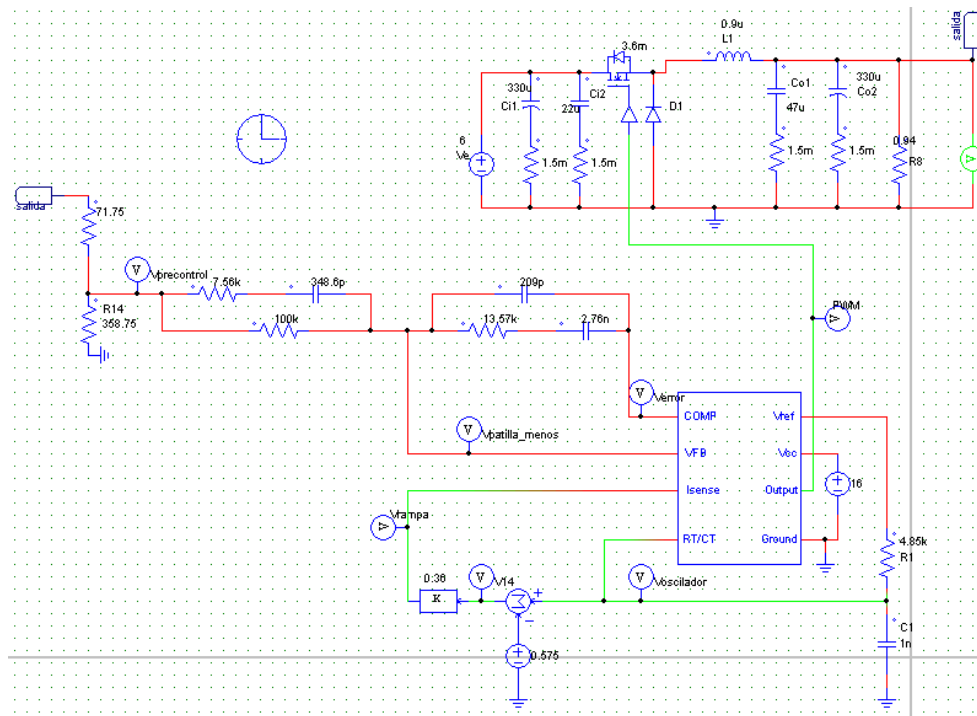


Figura 64 Esquemático completo del lazo 1 (regulador tipo 3)

Las señales obtenidas mediante simulación se muestran en:

○ Figura 65( señales diente de sierra)

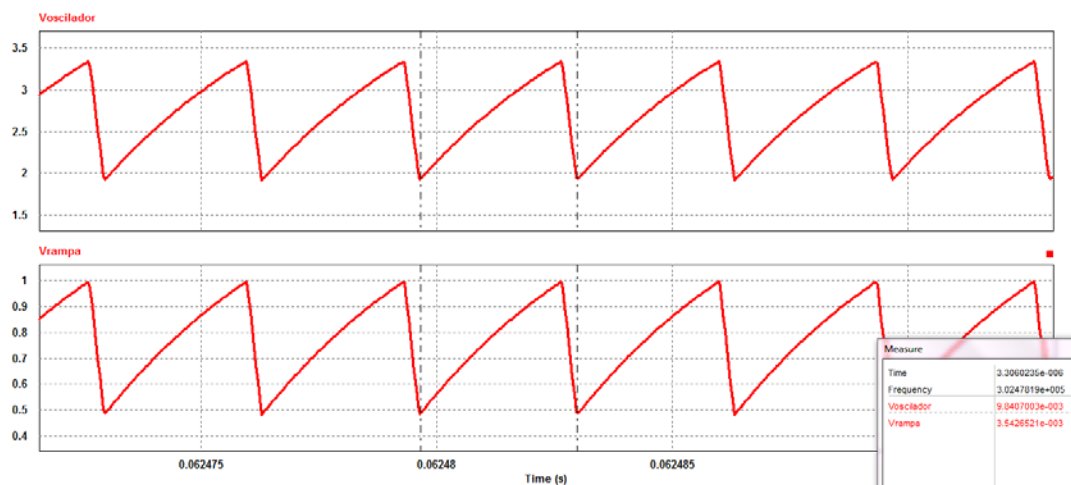


Figura 65 Señal de diente de sierra original y adaptada (lazo 1)

La tensión a la salida del oscilador es muy grande, por tanto es adaptada, hasta que el máximo sea aproximadamente de 1V. Se comprueba también que la frecuencia es la correcta e igual a 300KHz.

○ -Figura 66 (Generación de pulsos)

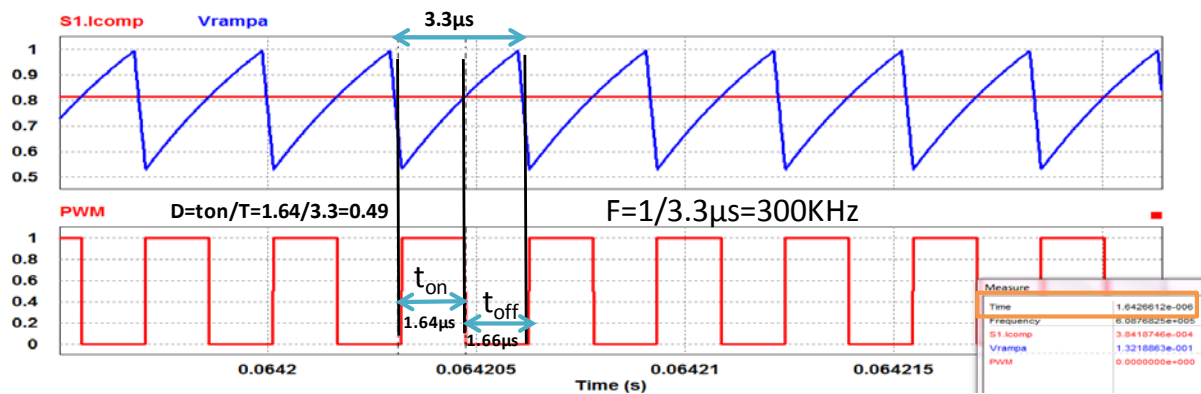


Figura 66 Generación de los pulsos(lazo 1)

La señal de diente de sierra, es comparada con la señal proveniente del regulador, la cual ya ha sido adecuada interiormente por el propio integrado y los cortes de ambas, generan los pulsos, con la frecuencia y el ciclo de trabajo correctos.

Una vez comprobado, que las simulaciones en diferentes puntos del esquemático, tiene el resultado esperado, es el momento de probar la respuesta transitoria del sistema. Para ello se introducirán dos tipos de perturbaciones:

▪ Salto en la tensión de entrada

Para ello como ya se comentó, es necesario colocar un fuente tipo escalón en serie con la alimentación, de un 15% o 20% del valor de ésta, por ello, siendo la fuente alimentación de 6V, la fuente adicional se ha seleccionado de 1V, tal como se muestra en la Figura 67.



Figura 67 Salto en la tensión de entrada. Colocación de fuente en serie de 1 V.

La respuesta transitoria del sistema a este salto queda mostrada en la Figura 68.

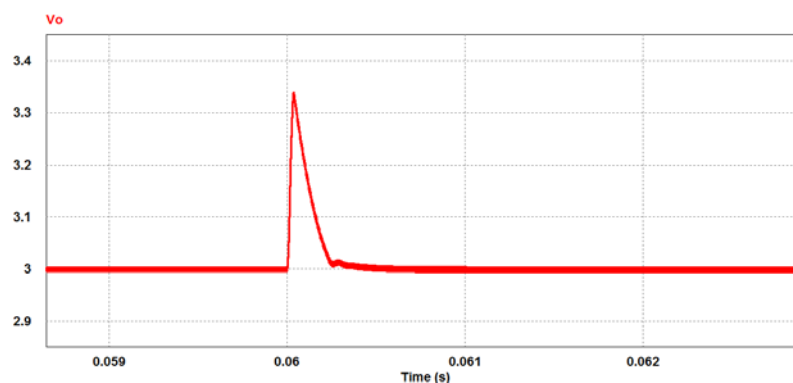


Figura 68 Respuesta transitoria ante un salto en la tensión de entrada.(lazo1)

Como se puede observar el sistema se estabiliza rápidamente y sin sobreoscilación, en apenas 1ms.

#### ▪ Salto en la carga

Para realizar este salto se debe añadir al esquemático, la circuitería mostrada en la Figura 69.

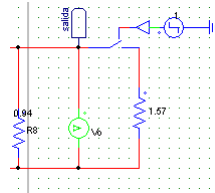


Figura 69 Circuitería adicional para realizar el salto en la carga

La respuesta del sistema a este salto introducido, es la mostrada en la Figura 70

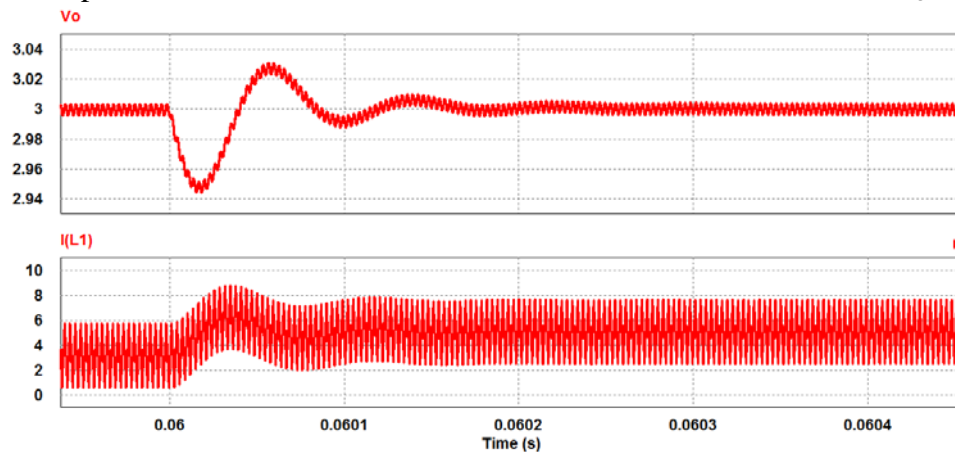


Figura 70 Respuesta transitoria a un salto en la carga. (Lazo1)

La respuesta a este salto en la carga también es muy rápida, pudiéndose observar claramente los distintos cambios que experimentan la tensión de salida y la corriente en la bobina, ya que al reducirse la resistencia, la tensión descende, al mismo tiempo que la corriente aumenta.

La tensión a la salida como se ha dicho recupera el régimen transitorio rápidamente, señal de que el control actúa a la perfección, pero sin embargo, la corriente cambia de valor, y no recupera el anterior, algo lógico, ya que la corriente, no es la variable a controlar.

#### ○ Lazo 2

En este segundo caso se utilizará también la planta ya descrita, pero esta vez con otro tipo de regulador, el PI. Una vez introducido el sensor (divisor resistivo), se selecciona el regulador tipo PI.

A continuación en el mapa de soluciones de la Figura 71 se muestra la combinación de frecuencia y margen de fase elegidos para este lazo.

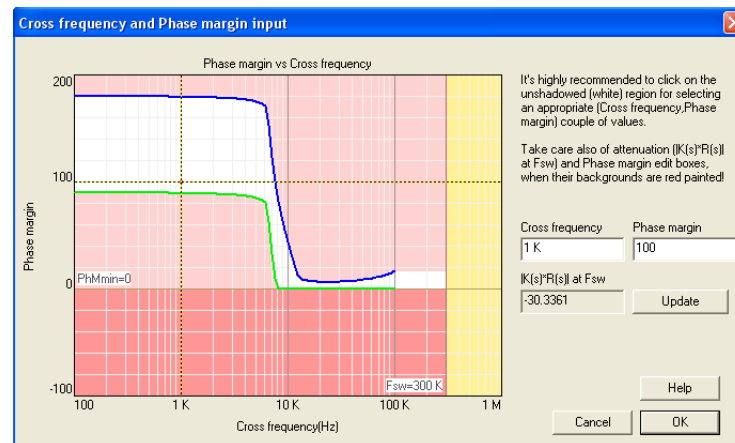


Figura 71 Mapa de soluciones para el regulador PI.

Como se puede observar, las posibles combinaciones se reducen de forma considerable, ya que para la zona de alta frecuencia a partir de 8Khz, no hay ninguna posible solución. Este hecho es debido a que el regulador Pi, solo dispone de polo en el origen, un cero, por tanto carece de atenuación a alta frecuencia, mientras que el tipo 3, dispone de 2 polos, con lo cual posee esa posibilidad.

Es necesario por tanto, desplazarse hacia frecuencias más bajas, lo que implica a su vez un incremento muy grande en el margen de fase, pero un decremento en cuanto al ancho de banda.

A continuación en la Figura 72 se muestran los distintos diagramas de Bode, así como el diagrama de Nyquist para este lazo.

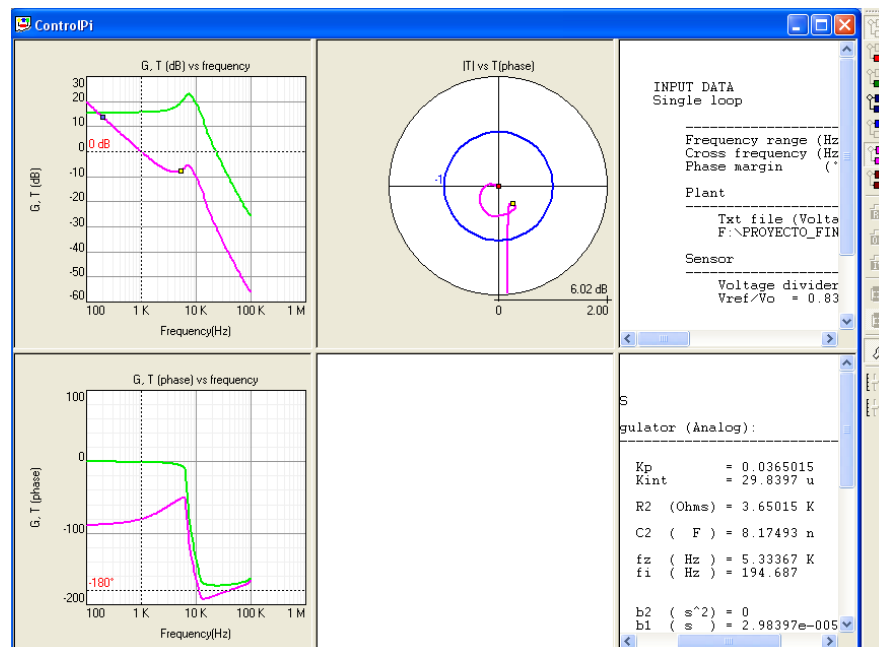


Figura 72 Respuesta en frecuencia del lazo con convertidor PI.

Tras observar los distintos diagramas, el sistema es estable, y no existe riesgo de que la cresta del diagrama de ganancia del lazo abierto suba lo suficiente como para cortar a la línea de 0dB, ya que queda suficientemente por debajo de ésta.



Una vez comprobada la estabilidad del mismo, se deben introducir los datos del sensor y del regulador (son los únicos datos que cambian, el resto son los mismos), tal como se muestra en la Figura 73.

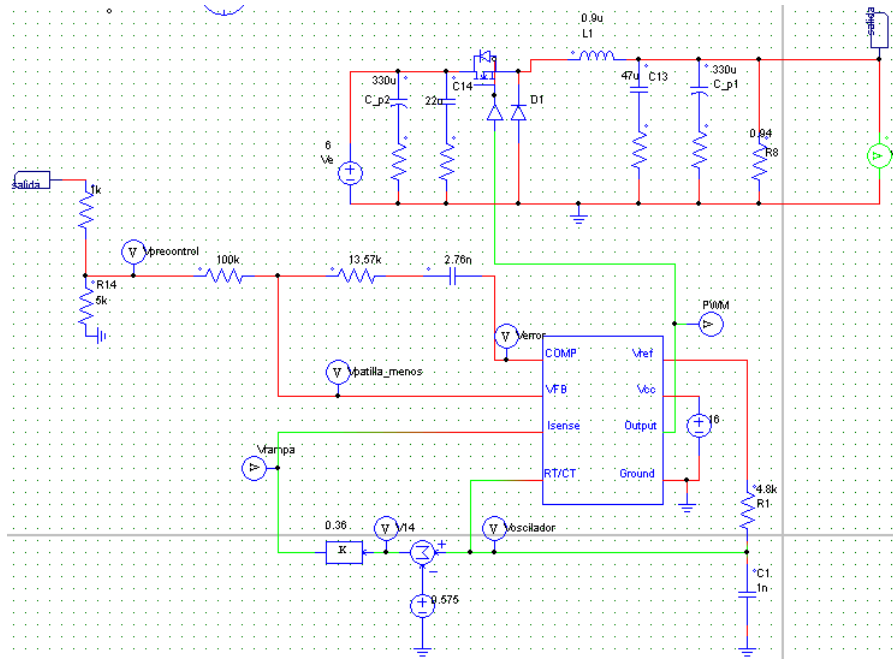


Figura 73 Esquemático completo del lazo 2 (regulador Pi)

A continuación igual, que en el caso anterior, se realizará las pertinentes simulaciones, para comprobar que el esquemático es correcto. Estas simulaciones se representan en las siguientes figuras:

- Figura 74 ( señales diente de sierra)

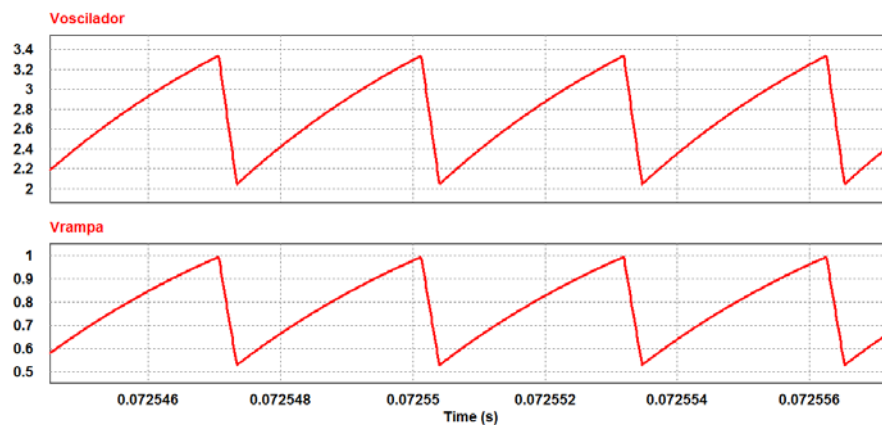


Figura 74 Señales diente de sierra del lazo 2

○ Figura 75, Generación de pulsos

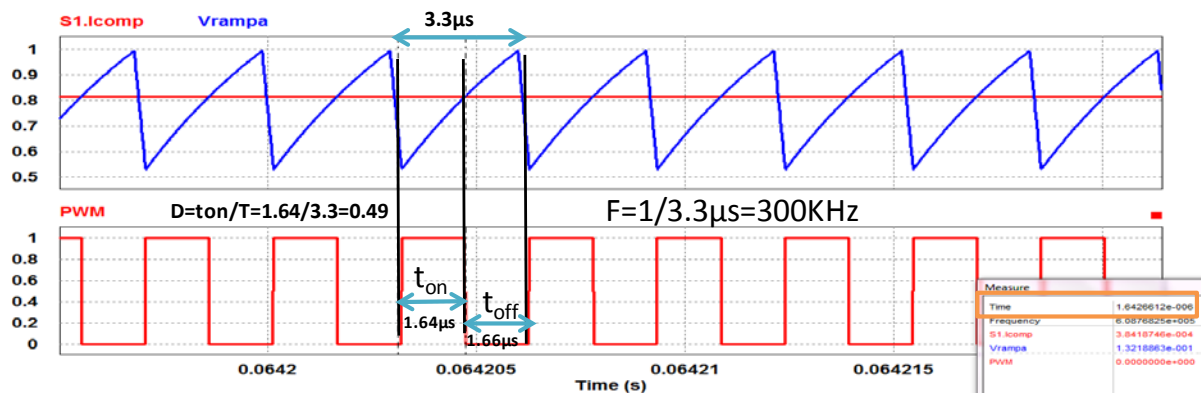


Figura 75 Generación de pulsos lazo 2

Como se puede observar, las señales son iguales para ambos lazos, ya que tanto en la señal diente de sierra como los pulsos, no se ven influidos por el uso de uno u otro regulador.

Para realizar los saltos, se utilizarán los mismos valores que para el lazo 1, por ello se muestra directamente la respuesta transitoria a estos saltos:

■ Salto en la tensión de alimentación: Figura 76

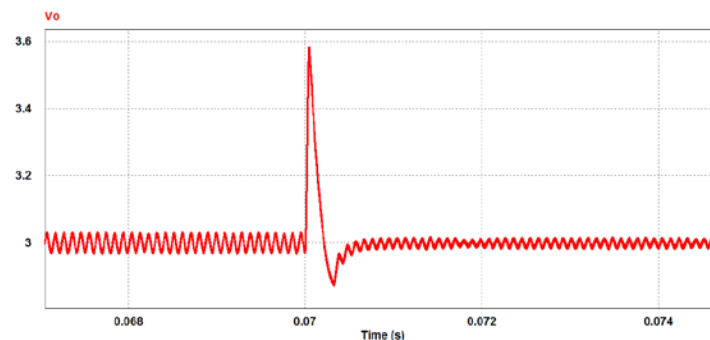


Figura 76 Respuesta transitoria del lazo 2, ante un salto en la tensión de alimentación

Como se puede observar, con este lazo, el sistema tarda más en alcanzar el régimen permanente, aunque no es demasiado significativo.

■ Salto en la carga

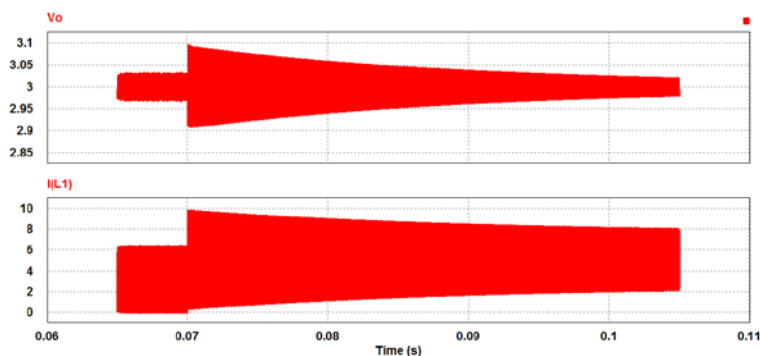


Figura 77 Respuesta transitoria del lazo 2 ante un salto en la carga

Como se puede observar, en este caso, si se aprecia un incremento muy grande en el tiempo de estabilización del sistema. Sin embargo, debido a que es necesario alejar mucho la imagen se pierde precisión del momento justo en el cual actúa esa perturbación. Por ello se añade la Figura 78, la cual es una imagen ampliada del momento preciso, en el cual entra la perturbación.

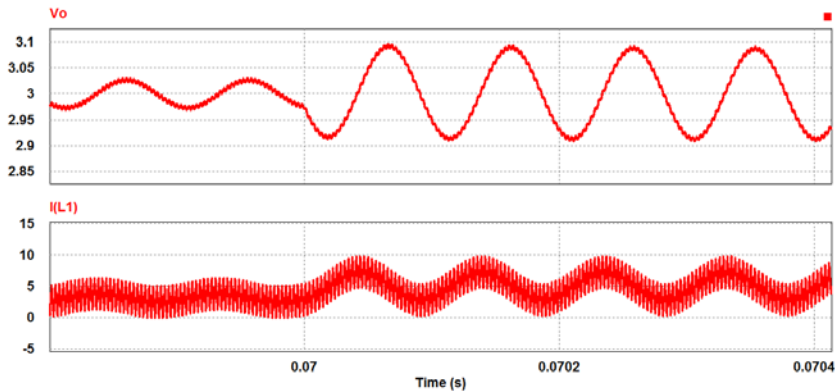


Figura 78 Respuesta transitoria del lazo 2 a un salto en la carga (imagen ampliada)

En esta figura se aprecia claramente, el pequeño decremento para la posterior oscilación que sufre la tensión de salida, en el mismo momento que la corriente comienza a subir.

*Se puede concluir por tanto, que con el lazo 1, el sistema alcanza el régimen permanente en mucho menos tiempo que con el lazo 2, esto es debido, a que el regulador tipo 3, por su cantidad de polos y ceros, permite fijar su frecuencia de cruce a un valor mayor, que el permitido mediante el regulador PI, lo que se traduce en un mayor ancho de banda para este primer lazo.*

*En cualquier caso, si no se busca rapidez, ambos sistemas son estables, pudiéndose elegir cualquiera de ellos, en función de las necesidades.*



## CAPÍTULO 4

---

# MEDIDAS EXPERIMENTALES



## 4. MEDIDAS EXPERIMENTALES

En este apartado, se va a explicar cómo se ha realizado el prototipo ya simulado con las herramientas PSIM y SmartCtrl, y las medidas que se han realizado, para finalmente compararlas con las obtenidas en simulación, observando las pequeñas diferencias que puedan aparecer.

### 4.1 Diseño del prototipo

Para el diseño de la placa de circuito impreso que permite la fabricación y montaje de un prototipo, se ha utilizado la herramienta ORCAD [12]. Esta herramienta permite a partir del esquemático que contiene el circuito, diseñar físicamente el prototipo ya que dispone de las librerías que contienen las dimensiones físicas de los componentes. No obstante, el convertidor PTD08A010W utilizado no está incluido en estas librerías, por tanto ha sido necesario crear su huella asociada con ORCAD, a partir de las dimensiones físicas obtenidas de las hojas de catálogo del propio convertidor.

Se han realizado 2 diferentes circuitos impresos, uno para el convertidor junto con la circuitería adicional (condensadores de entrada y salida) y otro para el control del mismo el cual incluye el integrado UC3842, también con su circuitería adicional. Además de esto, se ha fabricado una pequeña placa para la resistencia de carga del convertidor la cual consta de una serie de resistencias de potencia asociadas en paralelo.

#### 4.1.1 Prototipo para el convertidor reductor

El esquemático creado para este prototipo es el representado en la Figura 79 y ha sido creado a través por la herramienta Capture CIS.

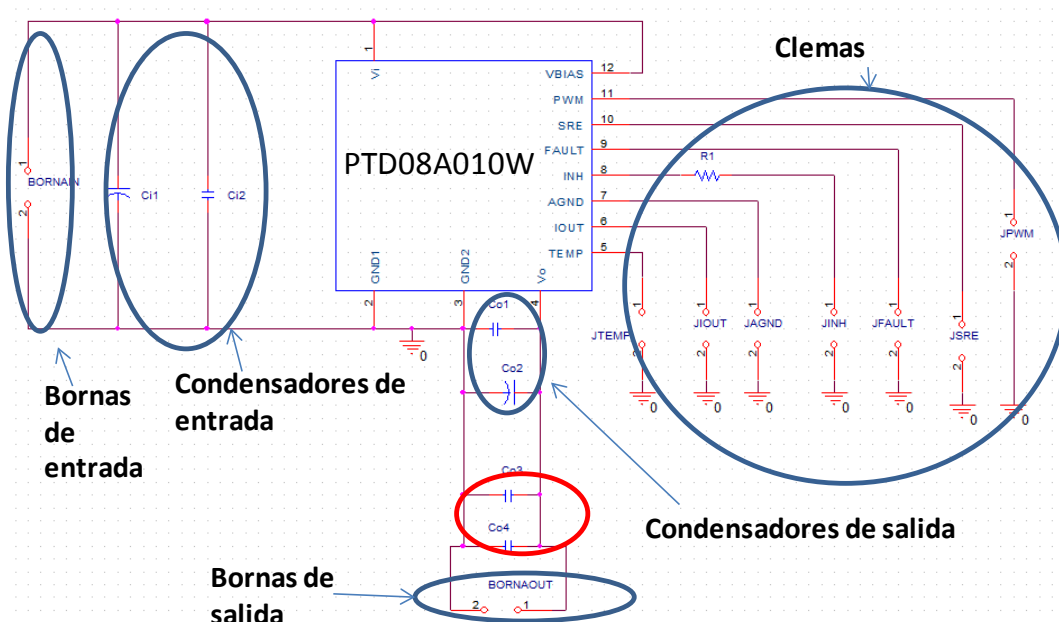


Figura 79 Esquemático para el prototipo del convertidor

Se pueden observar las distintas partes del mismo:

- Por un lado las bornas de entrada y salida, sea seleccionado este tipo de conector por seguridad y dados los niveles de corriente que se prevee que circulen en esa zona . Es por este motivo, por el cual se elige ese tipo de conector y no una clema como para el resto de terminales, por los que no circula una corriente tan elevada. La huella de esta bornas no existía en las librerías de Orcad, por ello tuvo que ser creada, a partir de la medida de su corona interior y exterior. La creación de la huella se lleva a cabo a través de la herramienta LayoutPlus. Una vez creada se debe almacenar en una librería, para que posteriormente pueda ser utilizada en el esquemático.
- Las clemas son otro tipo de conectores utilizados, para el resto de terminales del convertidor, aunque finalmente algunas de ellas, no han sido utilizadas para este proyecto, se ha creído conveniente dejarlas accesibles, para posibles trabajos futuros. Su huella existe y se corresponde a un JUMPER200.
- Los condensadores electrolíticos de entrada y salida, tampoco tienen huella asociada, ya que su volumen crece a la vez que crece su capacidad, por tanto, también han tenido que ser creadas a través de Layout Plus.
- Tanto condensadores cerámicos, como la resistencia, ya poseen huella, por tanto simplemente deben ser incluidos en el esquemático.
- Los condensadores rodeados en rojo, han sido incluidos para una posterior aplicación, fuera del alcance de este proyecto.
- Finalmente el convertidor, como ya adelantó al principio de este capítulo, no tenía huella asociada, por ello se ha creado a través de las especificaciones del encapsulado, incluidas en su hoja de características.

La huella creada puede verse en la Figura 80



Figura 80 Huella creada con Layout Plus para el convertidor

Una vez creado el esquemático completo, se debe exportar a la aplicación Layout para poder realizar el rutado y fabricar el prototipo.

La imagen del prototipo ya rutado del convertidor con su circuitería adicional puede observarse en la Figura 81



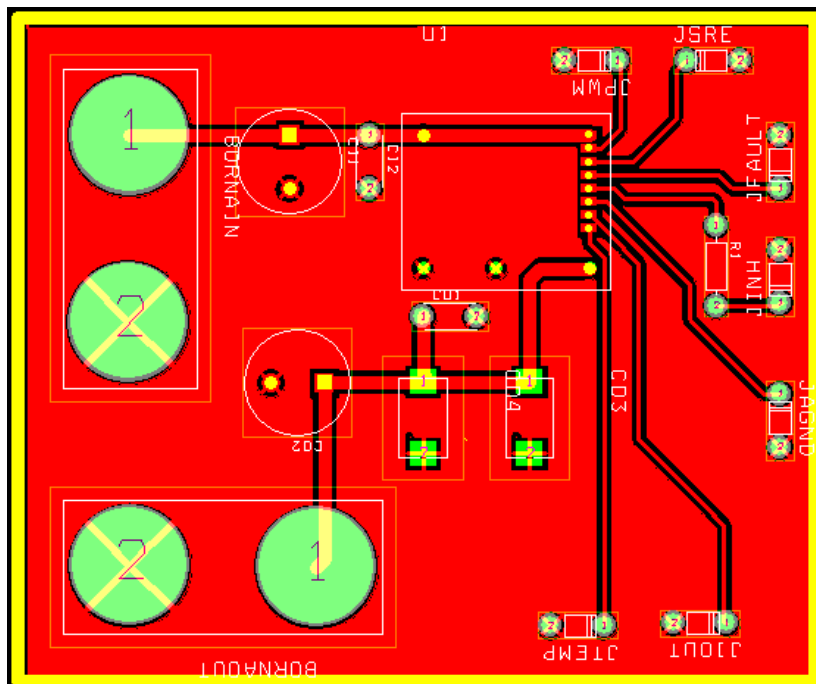


Figura 81 Rutado del prototipo del convertidor

En la Figura 81 se puede observar el plano de masa realizado, para así, minimizar el ruido de las señales. Además es también visible un diferente ancho entre las pistas, ya que las de alimentación deben ser más gruesas, al circular por ellas mayor corriente que por el resto.

Una vez fabricada la placa el resultado ha sido mostrado en la Figura 82.

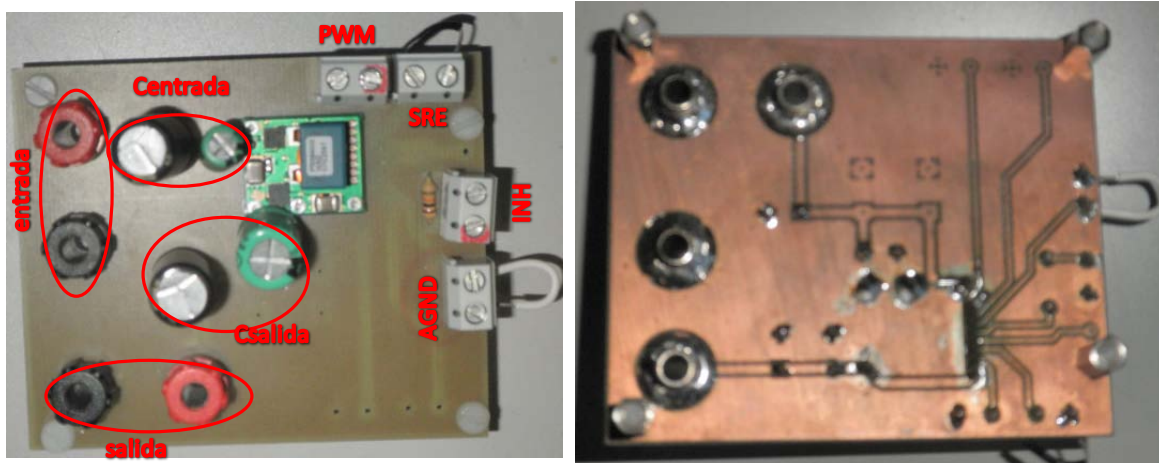


Figura 82 Prototipo fabricado con conexiado y componentes

Para poder probar el correcto funcionamiento de la misma, atendiendo a la Tabla 2, es necesario:

- Conectar el terminal PWM al generador de funciones introduciendo una señal TTL, con frecuencia de 300KHz y ciclo de trabajo 0.5.
- Puentear a tierra el terminal SRE, para actúe como fuente de corriente y no como sumidero.
- Conectar a 5V el terminal positivo de INH.
- Puentear a tierra el terminal AGND.

Además de estas conexiones dentro de la propia placa, se ha construido, como ya adelantó al principio de este capítulo una placa para alojar en ella la resistencia de carga. Está formada por 5 resistencias de potencia de  $4,7\Omega$  en paralelo, las cuales disipan  $2W$  cada una. Por tanto esta asociación posee una resistencia equivalente de  $0,94\Omega$  y soportando una potencia total de  $10W$ .

La placa de carga puede apreciarse en la Figura 83

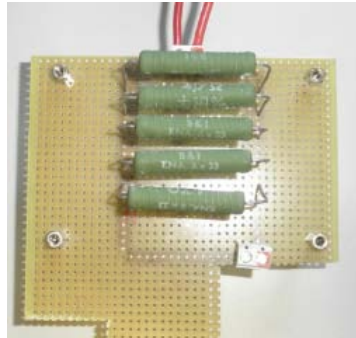


Figura 83 Placa de carga

#### 4.1.2 Prototipo para el control

El esquemático creado para la construcción de esta placa es el mostrado en la Figura 84 a través de la herramienta CaptureCis.

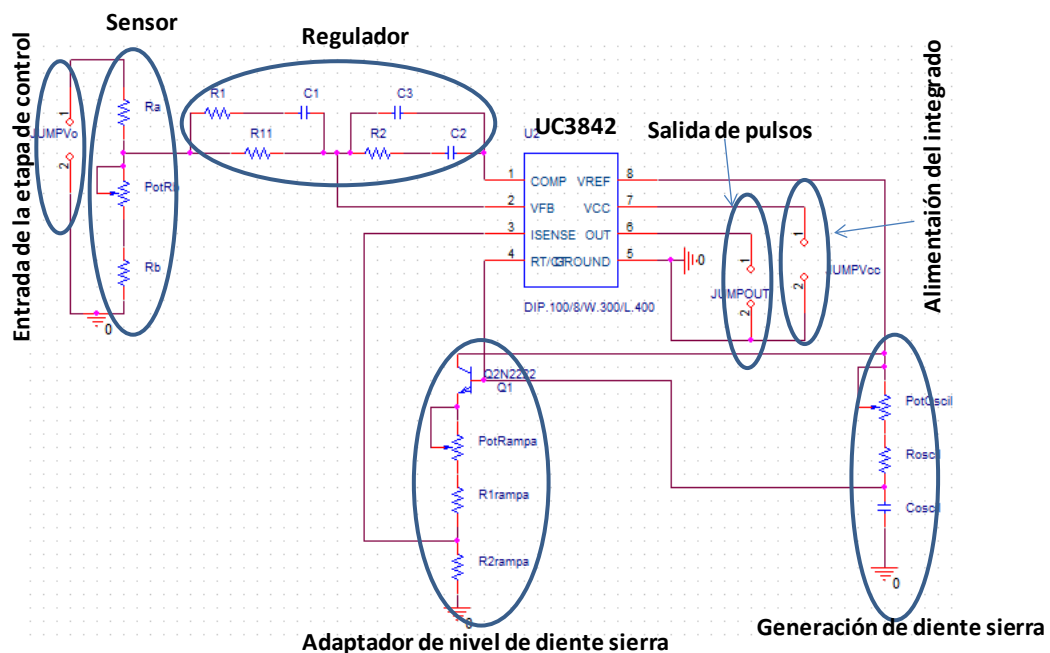


Figura 84 Esquemático para el prototipo de la etapa de control

Se pueden observar las distintas partes del mismo:

- La entrada de la etapa de control se produce a través de una clema.
- El sensor ya descrito en anteriores apartados, está formado además por un potenciómetro para que pueda ser más fácilmente adaptable la tensión de salida a la tensión de referencia, ya que con la tolerancia de las resistencias, es muy difícil conseguir un valor exacto de las mismas. En serie con el potenciómetro se coloca una resistencia de pequeño valor, por motivos de seguridad, para evitar un cortocircuito en la entrada del regulador.

- En este prototipo, no ha sido necesario crear ninguna huella adicional, simplemente editar el integrado UC3842, para modificar la posición de sus terminales.

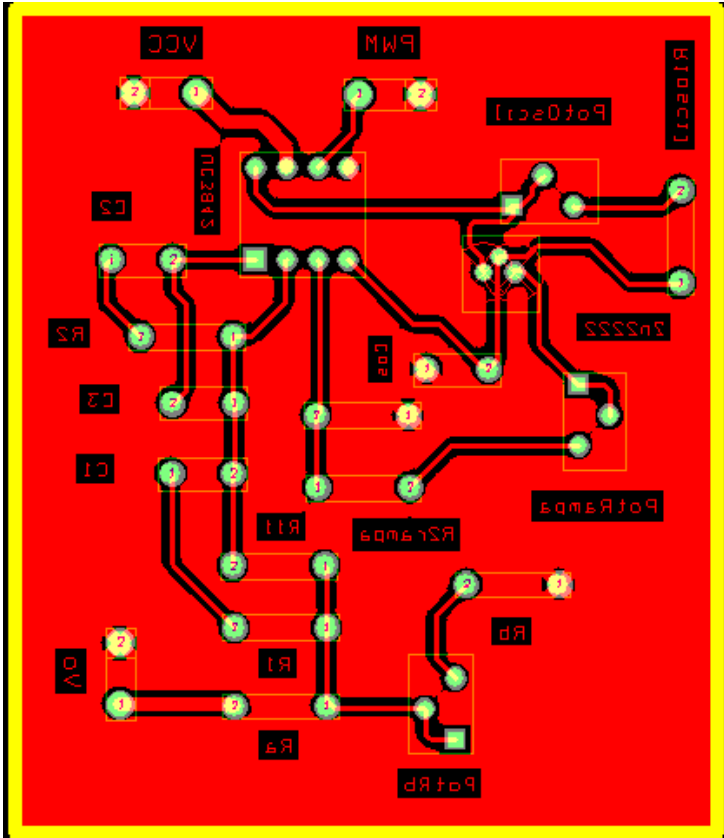


Figura 85 Rutado del prototipo del contro

Una vez realizado el rutado, la placa física se observa en la Figura 86.

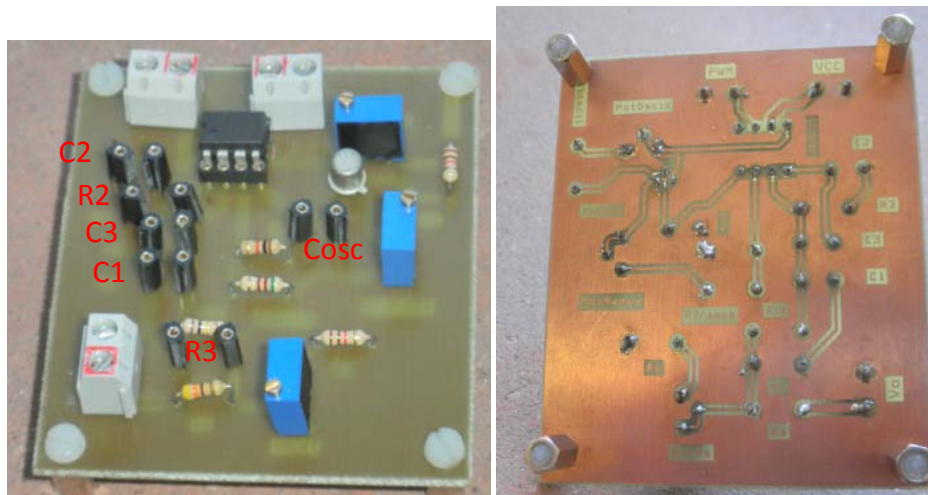


Figura 86 Prototipo físico de la placa de control

Como ya se había señalado en este mismo apartado, se han soldado pines para los componentes del regulador, excepto para la R11, la cual se deja fija a  $100K\Omega$ , para evitar posibles efectos de carga, ya explicados en el apartado 4.2.5.

Además, se ha dejado con pines el condensador del oscilador, para que la frecuencia pueda ser ajustable a un mayor rango.

No es posible el realizar la prueba de esta palca por si sola, pues necesita los datos de la realimentación para poder trabajar y generar los pulsos, si no simplemente existen dos estados, o bien no existen pulsos, o bien se saturan.

Por ello el siguiente paso es mostrar la unión física de las 2 placas junto con la palca de carga. El montaje completo de todo el sistema puede observarse en la Figura 87.

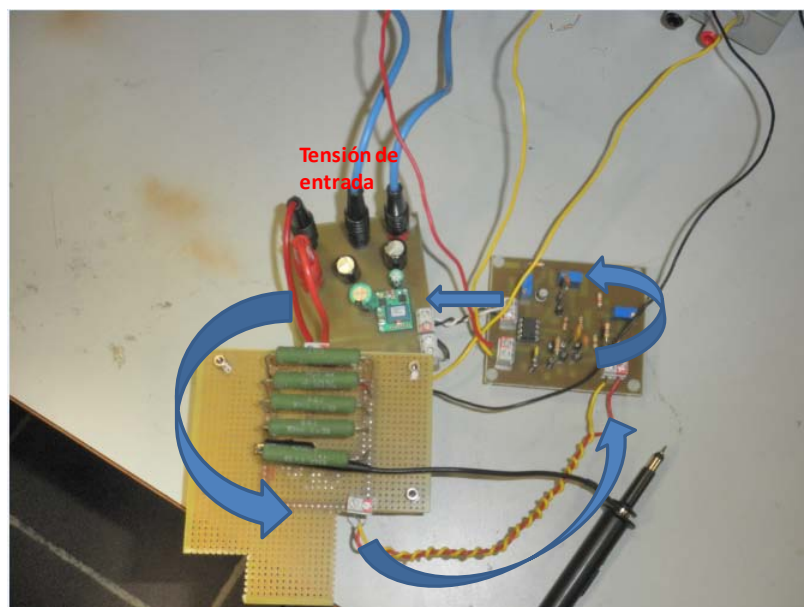


Figura 87 Montaje del sistema completo. Flujo de energía

En la figura se puede observar el recorrido del lazo y como se busca la mayor proximidad posible entre las placas con el fin de minimizar el ruido de las señales. El trenzado de los cables, también es necesario.

## 4.2 Medidas experimentales

Una vez mostrado como realizar el diseño de las placas, el último apartado del proyecto se centra en la realización de medidas experimentales para los dos diferentes lazos comprobados en simulación, y de esta manera ver si el diseño de los mismos ha sido correcto y en qué medida se asemeja lo obtenido de forma experimental a lo simulado con la herramienta PSIM.

Se comenzara mostrando lo obtenido con el regulador Tipo 3:

- **Lazo 1 (Regulador Tipo 3)**

Las medidas realizadas para la comprobación son las siguientes:

- **Generación de señal diente de sierra**, Figura 88: Se puede observar que la forma y la frecuencia de la señal son correctas, aunque los valores máximo y mínimo difieren en aproximadamente 0.4V el valor obtenido en simulación.

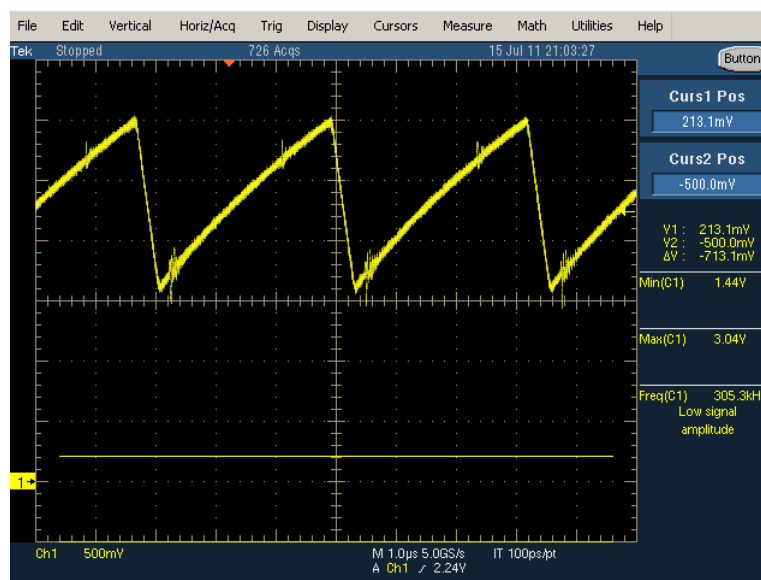


Figura 88 Generación experimental de la señal diente de sierra

- **Adaptador de nivel de la señal diente de sierra**, Figura 89: Se puede observar que la forma y la frecuencia de la señal es correcta, y además en este caso, los valores son muy similares a los obtenidos en simulación

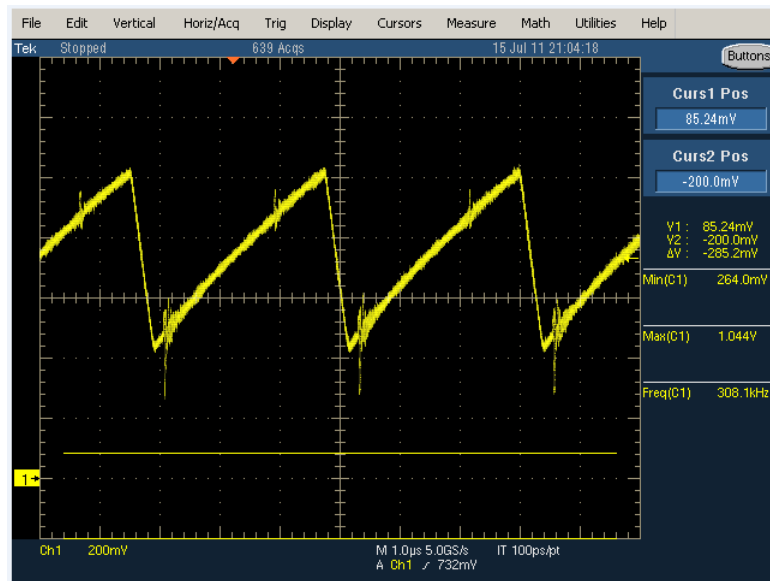


Figura 89 Señal experimental de diente de sierra adaptada

- **Generación de pulsos.** Figura 90: Se observa que los pulsos son generados de forma correcta, aunque el ciclo de trabajo es algo mayor de 0.5 (obtenido en simulación). Este hecho puede ser debido a que los componentes parásitos, influyentes todos ellos en la generación de los pulsos, difieran de los introducidos en la simulación y por ello se incrementa el valor del ciclo de trabajo.

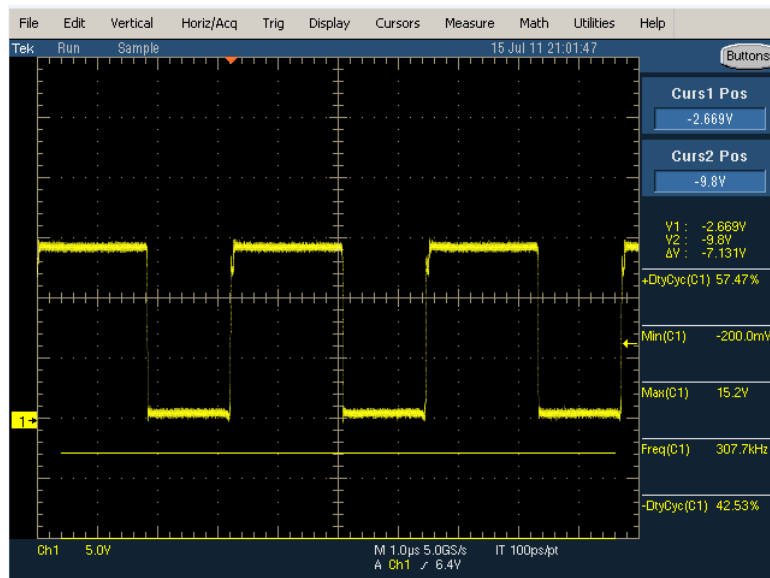


Figura 90 Generación experimental de pulsos

Con la medida experimental de estas tres señales, queda comprobado que el diseño ha sido correcto, pues los valores y formas obtenidos son muy similares a los simulados en el capítulo 4.

Una vez comprobado, que las simulaciones en diferentes puntos del prototipo, tienen el resultado esperado, es el momento de probar la respuesta transitoria del sistema. Para ello se introducirán las perturbaciones en la carga, ya que de forma experimental es muy complicado introducir las perturbaciones en la tensión de entrada.

## Salto en la carga

Para la introducción de esta perturbación se ha utilizado una placa genérica cuya función es generar pulsos de forma periódica haciendo que la carga extra introducida se conecte durante esos períodos de tiempo.

Para realizar la carga extra, se han asociado 3 resistencias en paralelo de  $4\Omega$  obteniéndose de esta forma una resistencia equivalente de  $1.57\Omega$ , tal como se muestra en la Figura 91.

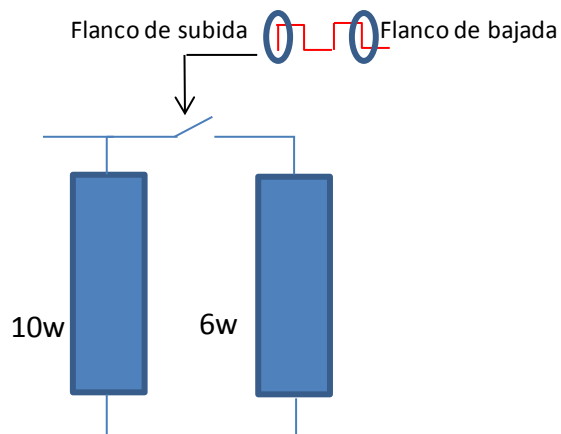


Figura 91 Explicación detallada del salto de carga experimental

Como se puede observar, durante el falco de subida las 2 cargas se conectan en paralelo, produciéndose un incremento del 60% en la carga, y durante el falco de bajada, el interruptor se abre y solo queda conectada la carga de 10w.

Al no poder observarse el pulso entero, se han cogido ambos flancos por separado, para poder mostrar tanto cuando se incrementa, como cuando se decrementa la carga, tal como se muestra en la Figura 92.

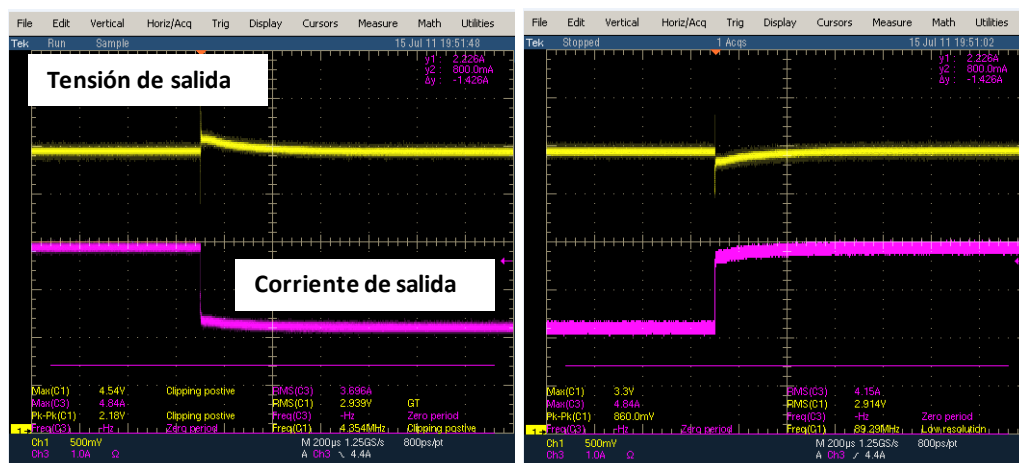


Figura 92 Respuesta transitoria del lazo 1 ante un salto en la carga

En esta imagen se puede observar como la tensión de salida es 3V, momento en el cual, se produce la perturbación y tras un breve periodo de tiempo de aproximadamente 0.5ms,



(emplea aproximadamente 2 divisiones de tiempo y media, siendo cada una de ellas de  $200\mu\text{s}$ ) vuelve a recuperar ese valor. Centrando la imagen en el momento justo de la perturbación se obtiene la Figura 93, la cual muestra en detalle el transitorio.

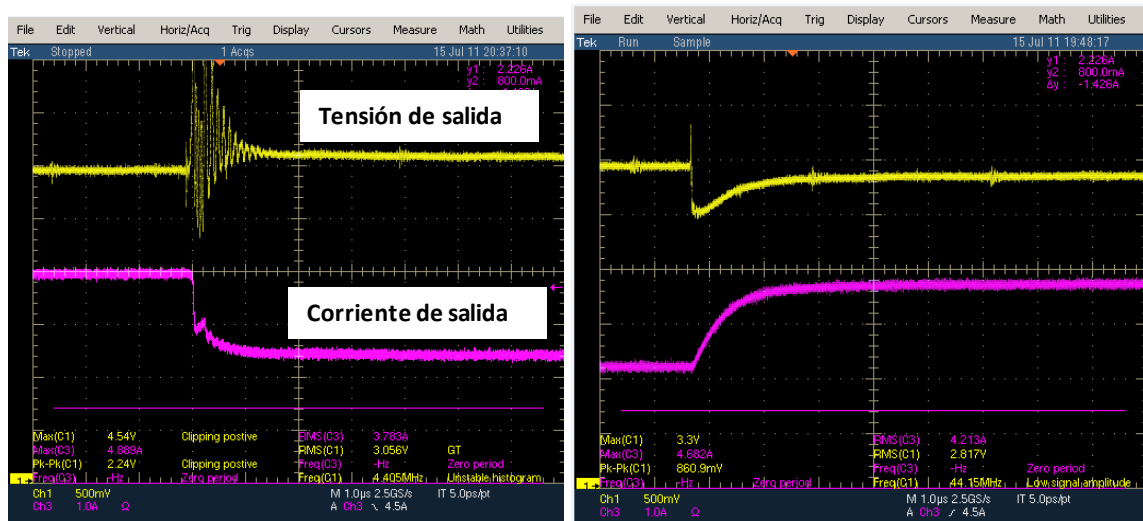


Figura 93 Respuesta transitoria del lazo 1 ante un salto en la carga( centrada en la perturbación)

En esta imagen puede observarse mejor, la oscilación producida antes de que el sistema recupere el régimen permanente.

- **Lazo 2 (regulador PI)**

Las medidas realizadas, son las mismas que para el lazo 1. Como ya se demostró en la parte de simulación, la utilización de uno u otro lazo, no influye en la generación ni en la posterior adaptación de las formas de onda de diente de sierra. Aun así se muestran la generación y la señal adaptada en la Figura 94.

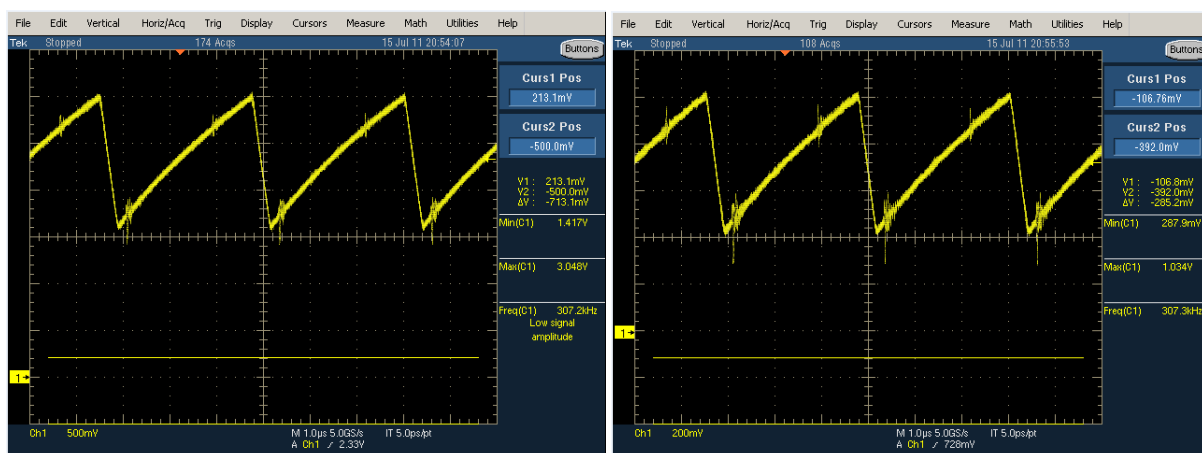


Figura 94 Señal diente de sierra generada y adaptada experimentalmente (lazo2)

Se comprueba, por tanto que las gráficas son exactamente las mismas para ambos lazos. A continuación se muestra los pulsos, los cuales tampoco se ven influidos por la utilización de uno u otro regulador.



- **Generación de pulsos:** Se observa que los pulsos son generados de forma correcta, aunque el ciclo de trabajo obtenido es de 0.55, en lugar de ser 0.5 (obtenido en simulación). Esto es debido, a que las diferentes componentes del circuito demandan un mayor ciclo de trabajo.

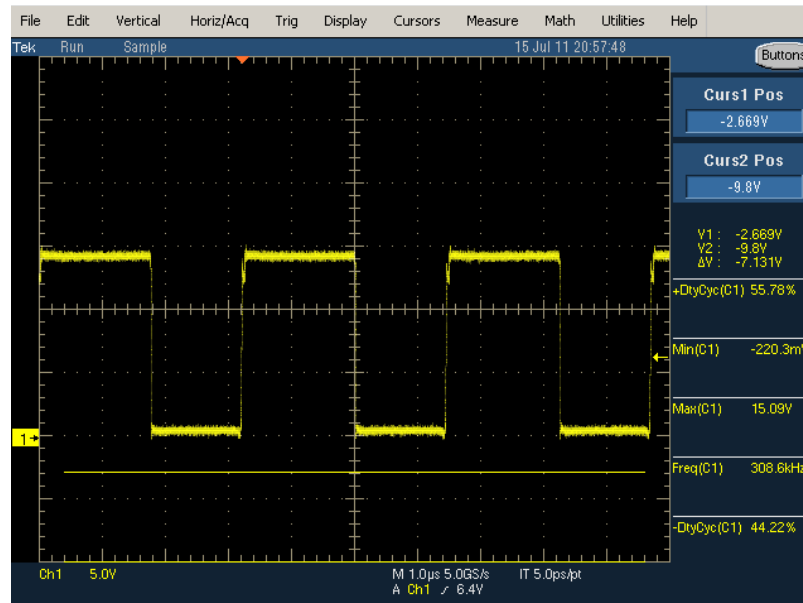


Figura 95 Pulsos generados experimentalmente en el lazo 2

Comprobado de nuevo que el sensor y el regulador no influyen en las señales obtenidas, a continuación se muestra el salto de carga para este lazo 2, donde si se observa la influencia del regulador.

### Salto en la carga

Utilizando la misma placa genérica que para el lazo anterior, se analiza su respuesta transitoria mostrada en la Figura 96.

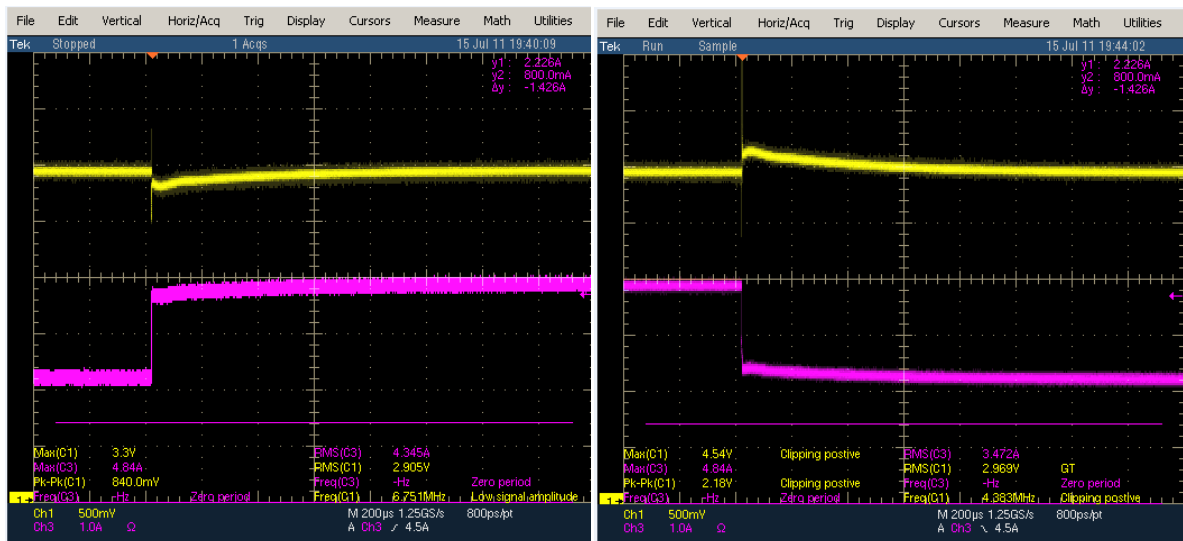


Figura 96 Respuesta transitoria experimental ante un escalón de carga (lazo 2)

Observando la figura, se aprecia que el tiempo de estabilización esta en torno a 1ms, ya que cada división de tiempo es 200 $\mu$ s, emplea aproximadamente 5 divisiones, para alcanzar el régimen permanente (3V). Por tanto este regulador es claramente más lento.

Se incluye igual que en lazo 1, una imagen correspondiente al momento exacto de la entrada del escalón de carga para que se aprecie mejor la oscilación, véase Figura 97

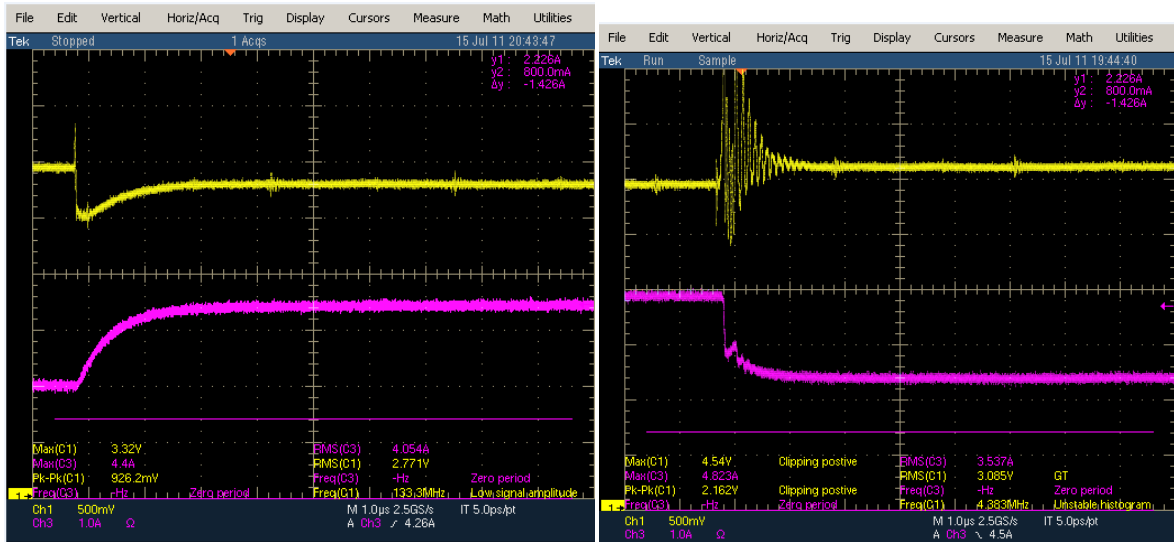


Figura 97 Respuesta transitoria del lazo 2 ante un salto en la carga( centrada en la perturbación)

*Por tanto comparando experimentalmente ambos lazos, las conclusiones obtenidas son las mismas que tras la comparación realizada con ambos lazos en simulación, es decir, el lazo 2 es más lento que el 1, o lo que es lo mismo, tarda más en recuperar el régimen permanente, debido a que el número de polos y ceros del regulador Tipo 3(lazo1) es mayor y permite tener por ello un mayor ancho de banda, lo que se ve reflejado en una mejor respuesta transitoria.*

*En cuanto a la comparación entre los datos obtenidos en simulación y los obtenidos experimentalmente, los valores son muy similares aunque no son exactamente iguales. No se considera demasiado importante, pues la finalidad del proyecto es controlar el convertidor comercial, y ese hecho queda demostrado, aunque los valores obtenidos en simulación y de forma experimental no sean exactamente iguales.*

## CAPÍTULO 5

---

### **CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS**



## 5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

El objetivo de este proyecto era la comprensión de la metodología de funcionamiento de un convertidor CC-CC reductor. Una vez comprendida esa metodología, se pretendía diseñar un control analógico para un convertidor comercial, para su posterior implementación experimental.

Por tanto la metodología de diseño comprende:

- ✓ El modelado del convertidor reductor, mediante diferentes métodos.
- ✓ El estudio del punto adecuado del diseño del control, para que el sistema sea estable ante cualquier perturbación producida en el mismo.
- ✓ Diseño del lazo de control mediante herramientas profesionales, comprendiendo las diferencias entre diferentes lazos realizados.
- ✓ Validación tanto mediante simulación como experimentalmente de las de los lazos diseñados.

Como complemento al trabajo realizado en este proyecto cabe mencionar los trabajos futuros:

- ✓ Obtención experimental de la respuesta en frecuencia del convertidor.
- ✓ Diseñar el control de diferentes tipos de convertidores comerciales.
- ✓ Introducir de forma experimental saltos en la tensión de alimentación, para poder observar la respuesta transitoria del sistema ante éstos.
- ✓ Implementar un control digital de este convertidor utilizado, ya que en principio están diseñados para ello. De esta forma se podría realizar una comparativa entre las dos formas de control, digital y analógica.



## CAPÍTULO 6

---

# ESTUDIO ECONÓMICO





## 6. ESTUDIO ECONÓMICO

En el estudio económico que se presenta a continuación se resumen los costes del diseño y realización del proyecto. En él se incluyen los costes de material y personal

### 6.1 Coste de material

Tabla 4 Costes de material del proyecto

DESCRIPCIÓN	UNIDADES	PRECIO UNITARIO (€)	PRECIO TOTAL(€)
<b>PCB Convertidor CC/CC Reductor</b>			
Reductor Texas Instruments Modelo PTD08A010WAD	1	26,48	26,48
Condensador electrolítico 330 $\mu$ F,35V	2	0,68	1,36
Condensador electrolítico 47 $\mu$ F,100V	1	0,59	0,59
Condensador electrolítico 22 $\mu$ F,100V	1	0,62	0,62
Clemas	4	0,2	0,8
Bornas rojas	2	1,27	2,54
Bornas negras	2	1,21	2,42
Conectores banana	4	2,84	11,36
Resistencia 10k $\Omega$ ,0,5W	1	0,16	0,16
Separadores sujección placa 40mm	8	0,52	4,16
<b>Placa de carga</b>			
Placa de puntos	1	13,04	13,04
Clemas	2	0,2	0,4
Resistencia de potencia 4,7 $\Omega$ ,2W	5	0,6	3
Separadores	8	0,52	4,16
<b>PCB Control</b>			
Clemas	3	0,2	0,6
Jumpers Tira 50	1	1,07	1,07
Resistencia 100k, 0,5W	1	0,43	0,43
Resistencia 430 $\Omega$ , 0,5W	1	0,04	0,04
Resistencia 1100 $\Omega$ ,0,5W	1	0,098	0,098
Resistencia 13,7k $\Omega$ ,0,5W	2	0,064	0,128
Condensador cerámico 2,7 nF	2	0,105	0,21
Resistencia 7,5k $\Omega$	1	0,081	0,081
Condensador cerámico 330pF	1	0,161	0,161
Condensador cerámico 220pF	1	0,73	0,73
Potenciometro multivuelta 10k $\Omega$	2	3,7	7,4
Potenciometro multivuelta 2k $\Omega$	1	3,18	3,18
Transistor 2N2222	1	0,54	0,54
UC3842A	1	2,1	2,1
Separadores	8	0,52	4,16
<b>TOTAL</b>			<b>92,018</b>

## 6.2 Costes de personal

Para estimar los costes de personal se han tomado como referencia los costes por hora de un Ingeniero Técnico Industrial.

Tabla 5 Costes de personal del proyecto

ACTIVIDAD	€/HORA	NºHORAS	COSTE
Diseño	35	150	5.250 €
Documentación	20	80	1.600 €
<b>Total</b>			<b>6.850 €</b>

## 6.3 Presupuesto final

Se realiza la suma de los costes de material y personal y se le aplica e I.V.A.

Tabla 6 Presupuesto final

TIPO DE COSTE	COSTE
Coste de material	92,02 €
Coste de personal	6.850 €
SUBTOTAL	6.942,02 €
I.V.A. (18%)	1.249,56 €
<b>TOTAL</b>	<b>8.191,58 €</b>

## CAPÍTULO 7

---

### **REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS**



## 7. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] <http://www.tesisenred.net/bitstream/handle/10803/5947/01MIao01de01.pdf?sequence=1>
- [2] <http://tec.upc.es/el/TEMA-4%20EP%20%28v1%29.pdf>
- [3] [http://www.ie.itcr.ac.cr/marin/lic/el3212/Diagrama\\_de\\_Bode.pdf](http://www.ie.itcr.ac.cr/marin/lic/el3212/Diagrama_de_Bode.pdf)  
[http://es.wikipedia.org/wiki/Diagrama\\_de\\_Bode](http://es.wikipedia.org/wiki/Diagrama_de_Bode)
- [4] [http://www.ib.cnea.gov.ar/~instyctl/Tutorial\\_Matlab\\_esp/nyq.html](http://www.ib.cnea.gov.ar/~instyctl/Tutorial_Matlab_esp/nyq.html)  
<http://www.monografias.com/trabajos12/critestb/critestb.shtml>
- [5] PSIM y su herramaniaeta de SmartCtrl. Simulación profesional de circuitos.  
<http://www.powersys-solutions.com/>
- [6] Electrónica de Potencia. Autor: Daniel W. Hart Año:1997 ISBN: 84-205-4652-6
- [7] Fundamental of Power electronics. Autor: Robert W. Erickson Año:1997  
ISBN. 1842650564 Editorial: Pearson
- [8] [http://es.wikipedia.org/wiki/Condensador\\_el%C3%A9ctrico](http://es.wikipedia.org/wiki/Condensador_el%C3%A9ctrico)
- [9] PTD08A010W, <http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ptd08a010w.pdf>
- [10] Estudio comparativo de etapas de control con lazo interno de corriente para aplicación en cargadores de baterías. Autora: Isabel Quesada Redondo.  
Proyecto Final de Carrera Año:2005
- [11] UC3842, <http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/texasinstruments/uc3842.pdf>
- [12] Orcad, y sus herramientas Capture Cis( simulación de circuitos) y Layout ( fabricación de PCB)  
<http://www.cadence.com/products/orcad/pages/default.aspx>





